radio fernsehen elektronik

10

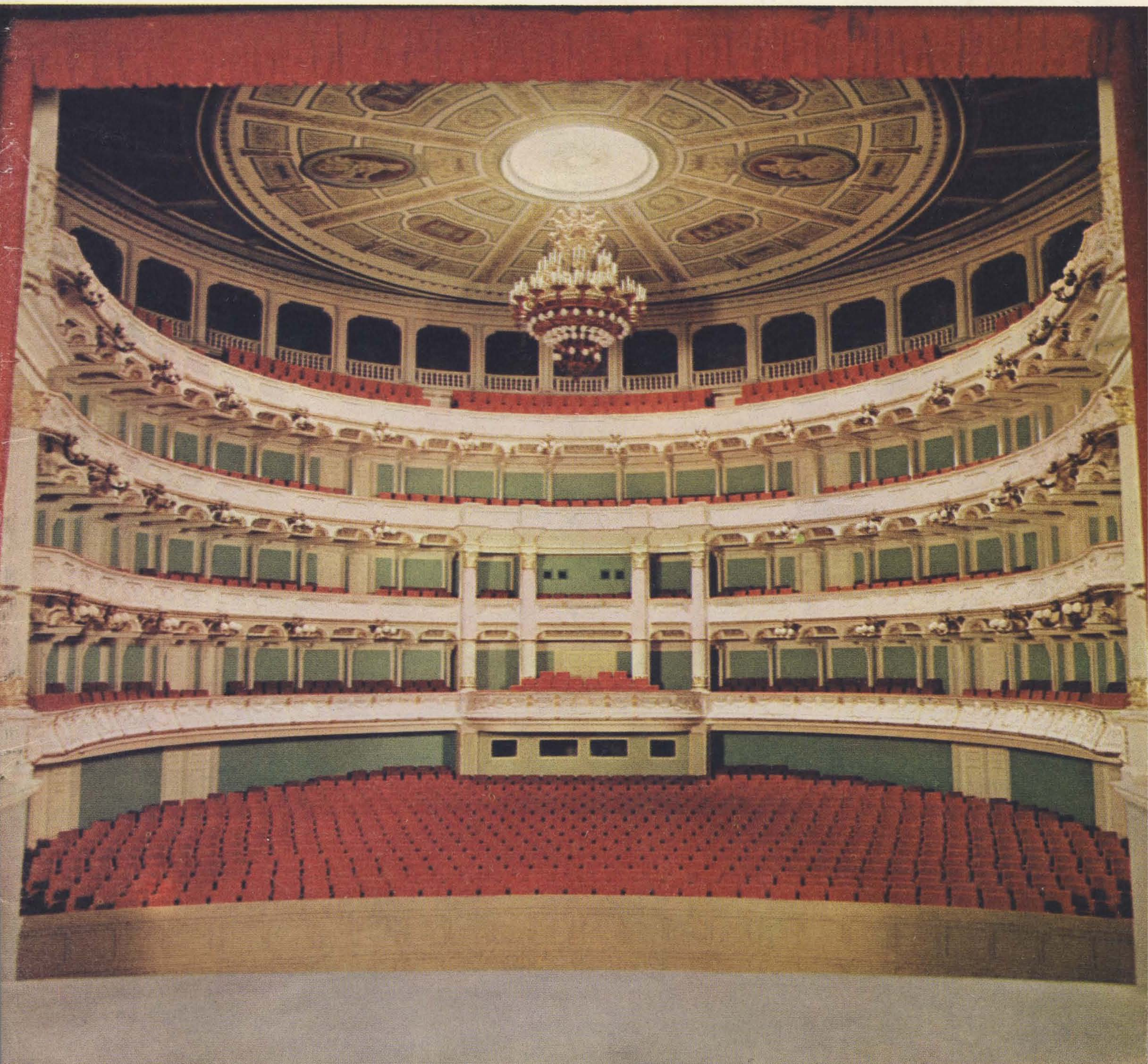
1980

VEB VERLAG TECHNIK
BERLIN
INDEX 33 103
ISSN 0033 – 7900
OKTOBERHEFT
29. JAHRGANG
EVP 3,80 MARK

HiFi-Stereokassettengerät SK 900

Uhrenschaltkreis CM 202

Zum Wiederaufbau der Semper-Oper



Grundlagen der Konstruktion

Lehrbuch für Elektroingenieure

Elektronik ·
Elektrotechnik ·
Gerätetechnik

Herausgegeben von
Prof. Dr.-Ing. habil.
Werner Krause

Etwa 270 Seiten,
321 Bilder, 61 Tafeln,
Leinen, 20,– M,
Ausland 26,– M.
Bestell-Nr. 552 843 1.

Das vorliegende Buch will den Studierenden im Direkt- und Fernstudium an Universitäten, Hoch- und Fachschulen die Grundlagen der Konstruktion vermitteln. Der Absolvent der Fachrichtungen Elektronik, Elektrotechnik und Gerätetechnik muß in der Praxis fähig sein, die Funktionsweise mechanischer, elektromechanischer und elektronischer Baugruppen schnell zu erfassen und solche Geräte konstruieren und anwenden zu können. Aufgaben und Lösungen ermöglichen in jedem Abschnitt die Überprüfung des angeeigneten Wissens.

Für den in der Praxis tätigen Ingenieur ist das Buch auf Grund der übersichtlichen und z. T. katalogartig aufbereiteten, durch zahlreiche Bilder und Tafeln ergänzten Darstellung des Stoffes als Nachschlagewerk und zum schnellen Auffrischen erworbener Kenntnisse gut geeignet.

HAUPTABSCHNITTE:

- Der konstruktive Entwicklungsprozeß
- Grundlagen der Konstruktionsarbeit
- Statik und Festigkeitslehre
- Mechanische Verbindungselemente und -verfahren
- Elektrische Leitungsverbindungen
- Federn
- Achsen und Wellen
- Lager
- Geradführungen
- Kupplungen
- Zahnrad- und Zugmittelgetriebe.

Auslieferung
durch den Buchhandel.

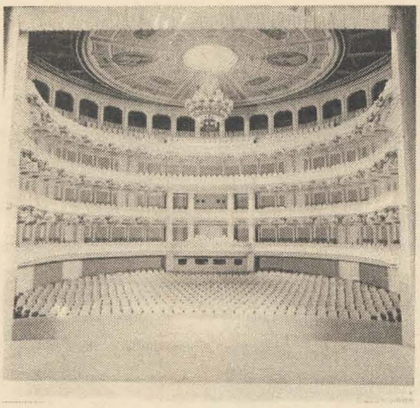
Erscheint in diesen Tagen.

VT

VEB VERLAG TECHNIK BERLIN

Titelbild

In diesem Heft



Blick in den Zuschauerraum des Modells der Dresdener Semper-Oper. Lesen Sie dazu unseren Beitrag auf S. 641

Foto: S. Thienel

HiFi-Stereokassettengerät SK 900	615
Wir lernten kennen: Chromalux 2063 mit Ultraschallfernbedienung	626
Einphasige Ansteuergeräte für netzgelöschte Stromrichter mit U 706 D	627
Uhrenschaltkreis CM 202	631
100 Jahre optische Nachrichtentechnik	633
Diskussion: Leistungsendstufen mit Operationsverstärkern	634
MODERNE STROMVERSORGUNGSTECHNIK 10	635
FÜR DEN SERVICE	639
Zum Wiederaufbau der Semper-Oper	641
Elektronisches Gerätesystem zur quantitativen Bildanalyse, Teil 2 und Schluß	644
Adreßwortbildung für fernsehkompatibles Datensichtgerät	647
FÜR DEN SERVICE	649
Berechnung der Y-Kennwerte linearer Verstärkerschaltungen	655
Der Fotowiderstand – Theorie, Kennwerte, Anwendung	658
Einfacher Lochbandleser für Mikroprozessorsysteme	661
Mustererkennung durch zeichenspezifische Klassifizierungsoperationen	664
SU 165 in Sperrwandler-Schaltnetzteilen	667
Hochleistungsverstärker LV 1200 – neu konzipiert	670

Im nächsten Heft finden Sie unter anderem ...

- Neper und Dezibel
- Thermische Kennwerte von Transistoren
- EPROM-Programmierung mit geringem zusätzlichem Hardwareaufwand
- Automatische Digitalisierung mehrfarbiger Leiterplattenentwurfsskizzen
- Einstrahloszilloskop EO 211
- Suchlaufprinzip für elektronische UKW-Tuner

СОДЕРЖАНИЕ

Кассетный стереомагнитофон высшего качества SK 900 615

Познакомтесь: Цветной телевизор Chromalux 2063 с дистанционным ультразвуковым управлением 626

Однофазное управление ионных преобразователей с применением U 706 D 627

Часовая схема CM 202 631

100 лет оптической связи 633

Дискуссия: Оконечные каскады мощности с применением операционных усилителей 634

Современная техника питания 10 635

Для сервиса 1 639

К восстановлению оперного театра им. Семпера 641

Электронная система количественного анализа изображения, ч. 2ая и окончание 644

Образование адресных слов для визуальной индикации, совместимой с телевизионным изображением 647

Для сервиса 2 649

Расчёт Y-характеристик линейных усилителей 655

Фотосопротивление — теория, характеристики, применение 658

Простое устройство для считывания с перфоленты для микро-эвм 661

Опознование образцов с помощью знакоспецифических операций классификации 664

Применение SU 165 в переключающих блоках питания с блокирующим измерительным трансформатором 667

Усилитель LV 1200 высокой мощности — новый вариант 670

OBSAH

Stereofonní kazetový magnetofon třídy Hi-Fi SK 900 615

Zkušenosti s televizorem Chromalux 2063 s ultrazvukovým dálkovým ovládáním 626

Jednofázový řídicí přístroj s i.o. U 706 D pro sítí zhášené usměrňovače 627

CM 202 – i. o. pro elektronické hodiny 631

Diskuze: výkonové koncové stupně s operačními zesilovači 634

Moderní napájecí zdroje 10 635

Pro servis 1 639

Stavební obnova Semperovy opery v Drážďanech 641

Systém elektronických přístrojů pro kvantitativní analýzu obrazu, díl druhý a dokončení 644

Tvoření adres pro displejovou jednotku slučitelnou pro příjem televize 647

Pro servis 2 649

Výpočet čtyřpólových parametrů y u lineárních zesilovačů 655

Fotoodpor – teorie, hodnoty, použití 658

Jednoduchý snímač děrné pásky pro mikroprocesorové systémy 661

Poznávání vzorků pomocí specifických klasifikačních operací 664

Tranzistor SU 165 v impulsně regulovaných napájecích zdrojích 667

LV 1200 – nově navržený zesilovač velkého výkonu 670

IN THIS ISSUE

HiFi stereo cassette recorder SK 900 615

Test report on Chromalux 2063 with ultrasonic remote control 626

Single-phase drive equipment for current rectifier with U 706 D 627

Clock circuit CM 202 631

Hundred years optical communication engineering 633

Discussion: power output stages with operational amplifiers 634

Modern power supply technique 10 635

For the Service 1 639

Rebuilding the Semper Opera House 641

Electronic instrument system for the quantitative analysis of pictures, part 2 and conclusion 644

Address word formation for a data display unit compatible with television 647

For the Service 2 649

Calculating the Y-characteristics of linear amplifier circuits 655

The photoresistor – theory, parameters application 658

Simple punched-tape reading device for microprocessor systems 661

Pattern recognition by character-specific classification operations 664

SU 165 in blocking transformer switching networks 667

A new conception of the high-power amplifier LV 1200 670

Neu im Handel

Autosuper A 130 IS

Vom VEB Stern-Radio Sonneberg wurde eine Variante des Autosupers Stern-Transit entwickelt. Durch den Einsatz einer IS im NF-Teil konnte die Unterteilung in Steuer- und NF-Teil entfallen, wobei sich gleichzeitig die Ausgangsleistung und die Zuverlässigkeit des Gerätes erhöhten. Die Umschaltbarkeit von 6 V auf 12 V ist durch die Veränderung entfallen.

Technische Daten

Betriebsspannung	12 V, Minus an Masse
Wellenbereiche	UKW, KW, MW, LW
rauschbegrenzte Empfindlichkeit	UKW 6 μV KW 35 μV MW 63 μV LW 158 μV
Anzahl der Kreise	FM 12, davon 2 abgestimmt KW 10, davon 1 abgestimmt MW, LW 9, davon 3 abgestimmt
Ausgangsleistung	min. 4 W an 4 Ω
Halbleiterbestückung	1 IS, 8 Transistoren, 7 Dioden, 1 Kapazitätsdiode, 1 Selenstabilisator
Besonderheiten	abschaltbare AFC, Lokalschalter für MW und LW, Helligkeitseinstellung der Skalenbeleuchtung

Als Lautsprecher wird der Typ 0603.1 (Einbaulautsprecher) mitgeliefert. Er ist speziell für den Einbau im Armaturenbrett des Wartburg vorgesehen, läßt sich aber bei entsprechendem Platz auch in andere Fahrzeuge einbauen.

Technische Daten

Nennbelastbarkeit	4 W
Impedanz	4 Ω
Übertragungsbereich	250 Hz...12,5 kHz
Nennempfindlichkeit	90 dB
Abmessungen in mm	177 × 65 × 106

HiFi-Lautsprecher-Kompaktbox B 9261

Die HiFi-Kompaktbox B 9261 vom VEB Funkwerk Kölleda ist eine 10-l-Regalbox im 2-Weg-System. Die elektronische Frequenzweiche hat eine Trennfrequenz von etwa 2 kHz und eine Steilheit von etwa 12 dB/Oktave. Zusätzlich ist eine elektronische Schutzschaltung eingebaut, die die Überlastung und Zerstörung des Hochtonkalottenlautsprechers verhindert. Die B 9261 kann in Hoch- oder Querformat betrieben werden.

Technische Daten

Innenvolumen	10 l
Nennbelastbarkeit	50 VA
Nennscheinwiderstand	4 Ω
Übertragungsbereich	50 Hz...18 kHz
Bestückung	
Tieftonlautsprecher	L 2921
Hochtonlautsprecher	L 9801
Anschlußleitung	≈ 4 m mit Stecker C, TGL 68-65
Abmessungen in mm	Breite 236 Höhe 341 Tiefe 225
Masse	7,8 kg

Fachtagung „Rationalisierung der technologischen Kette Leiterplatte"

Der Fachverband Elektrotechnik im Präsidium der Kammer der Technik führt am 3. Dezember im Berliner Museum für Deutsche Geschichte, Unter den Linden, Kinosaal, Eingang Wasserseite, die Fachtagung „Rationalisierung der technologischen Kette Leiterplatte" durch. Schwerpunkte des Tagungsprogramms sind:

- Die Anwendung der Mikroelektronik und die sich daraus ergebenden Anforderungen an die Gestaltung und Technologie unbestückter Leiterplatten
- Die Herausbildung leistungsfähiger, effektiv arbeitender Kleinfertigungszentren für Leiterplatten und die zu realisierenden neuen technologischen Anforderungen
- Rationelle Bauelementevorbereitung, rechnergestützte Lagerorganisation und Bereitstellung von Bauelementen mit Einsatz hochproduktiver Bauelementevorbereitungseinrichtungen bilden eine Einheit zur weiteren Leistungssteigerung.

Ausgehend von der Forderung nach Erhöhung der Effektivität und Qualität soll in der Fachtagung über verallgemeinerungsfähige Verfahren und Technologien, die technische Vorbereitung, die Herstellung unbestückter Leiterplatten und die Bestückung mit Bauelementen und Bauteilen zur breiteren Nutzung und die weitere Entwicklungsrichtung diskutiert werden.

Organisatorische Anfragen richten Sie bitte an das Präsidium der Kammer der Technik, Fachverband Elektrotechnik, 1086 Berlin, Clara-Zetkin-Str. 115/117, Tel. 2 202 531 App. 218/216.

An unsere Auslandsabonnenten!

Bitte erneuern Sie rechtzeitig für das Jahr 1981 Ihr Abonnement für „radio fernsehen elektronik", damit Sie kontinuierlich alle Hefte unserer Zeitschrift erhalten. Bei einer Unterbrechung können wir Ihnen den lückenlosen Nachbezug der einzelnen Hefte nicht garantieren.

Redaktion rfe

Mikroprozessorentwicklungssystem Microcombi

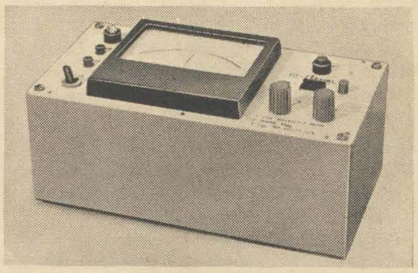
Auf der Zentralen Leistungsschau im November diesen Jahres in Leipzig stellt die Sektion Technische und biomedizinische Kybernetik der Technischen Hochschule Ilmenau das Mikroprozessorentwicklungssystem Microcombi vor. Das Systemkonzept vereinigt in sich vier wesentliche Aufgaben der Mikroprozessorgeräteentwicklung – Mikroprozessortestung, -funktionsuntersuchung, -lehre und -funktionsbestimmung. Entsprechend dieser Aufgabe können folgende Funktionsstufen an das Entwicklungssystem angeschlossen werden:

- Minientwicklungssystem (u. a. dialogorientierte Programmentwicklung auf Assembler- und Makroassemblerniveau, Monitorkontroll- und Korrekturmöglichkeiten, Speicherausgabe auf Magnetbandkassette, Magnetbandspeichern und -lesen, EPROM-Laden, -Lesen, -Löschen),
- Mikroprozeßrechner (u. a. A-D- und D-A-Wandler zur analogen Prozeßankopplung, Anwenderalgorithmen, Prozeßdatenerfassung, -verarbeitung und -speicherung),
- Mikroprozessortesteinheit (u. a. Emulation von Anwendergeräten in der Entwicklungsphase und der Inbetriebnahmetestung, Echtzeit- und Schrittlauf von Programmen ohne und mit adaptiertem Anwendersystem, Historyaufzeichnung und Programmabbruch bei Datenbus-, Steuerbus- und Adreßbuskontrolle),
- Mikroprozessorlehrautomat (u. a. Rechnergestützte Ausbildung in der Mikroprozessorschaltkreistechnik, Führung des Ausbildungsprozesses mit Hilfe von Lehrprogrammen, Ausbildung in der Mikroprozessorgerätetechnik).

Das Systemkonzept Microcombi ermöglicht die Ein-Mann-Zuordnung eines leistungsfähigen Arbeitsplatzgerätes. Es ist funktionell in sich geschlossen, leicht transportabel und auch an technologische Prozesse und Maschinen anschließbar.

Prüfgerät für integrierte Operationsverstärker

Das im Rahmen einer Neuererarbeit im VEB Zentrallaboratorium für Rundfunk- und Fernsehempfangstechnik entstandene Gerät gestattet die Messung der wichtigsten statischen Parameter integrierter Operationsverstärker der Typen A 109 (VEB Halbleiterwerk Frankfurt/Oder), MAA 501 bis MAA 504 (Tesla) oder anderer äquivalenter Typen im DIL- und Rundgehäuse (TO 99), wie μA 709, TAA 521 und TAA 522.

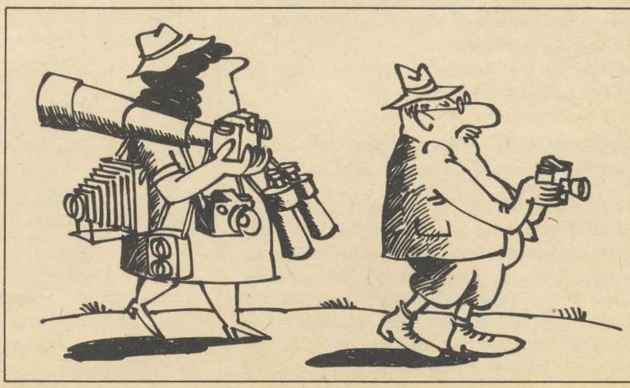


Prüfgerät für integrierte Operationsverstärker Werkfoto

Neben einer Überprüfung des Ausgangsspannungsbereiches lassen sich Offsetspannung (Bereich ±10 mV) und Offsetstrom (Bereich ±1 μA) messen, wobei das verwendete 50-0-50-μA-Einbauinstrument eine hohe Ablesegenauigkeit gestattet. Meßwerte von 0,2 mV bzw. 20 nA lassen sich noch sicher ablesen.

Das Meßwerk des Einbauinstrumentes und der stabilisierte Netzteil sind gegen Schlüsse im Operationsverstärker geschützt. Zu hohe Stromaufnahme der IS wird optisch angezeigt.

Mit dem Prüfgerät lassen sich alle ein- und ausgangsseitigen Defekte wie Schlüsse, Unter-



Optische Träger

Zeichnung: Moese

brechungen usw. erkennen. Zum leichten Entfernen der geprüften IS aus der DIL-Fassung besitzt das Gerät einen mechanischen Auswerfer.

Der Aufwand ist relativ gering, ein Nachbau ohne Spezialwerkzeuge möglich. Interessenten an einer Nachnutzung wenden sich an den VEB Zentrallaboratorium für Rundfunk- und Fernsehempfangstechnik, Leitstelle für Information und Wissenschaftsprognose, 806 Dresden, Postschließfach 969. Bearb.: H.-D. Naumann (Tel. 57 80 32).

Bildaufnahme und -wiedergabe

● Der Einsatz von Indiumsulfid (In_2S_3) in Farbbildröhren gestattet die Realisierung einer um 8 % größeren Helligkeit. Indiumsulfid wird für den roten Spektralanteil verwendet. Allerdings muß verhindert werden, daß es in der Bildröhre oxydiert. Dazu wird der rote Leuchtstoff zunächst mit einer Mischung aus Indiumsulfid und Natriumsulfid überzogen und gebacken. Dabei entsteht reines Indiumsulfid roter Farbe, das zum Schutz vor Oxydation mit Natriumsulfid überzogen ist.

● Nur 660 g Masse hat eine neue Schwarzweiß-Fernsehkamera, die als Bildsensor einen CCD-Sensor verwendet. Ihre Energieaufnahme beträgt 3,2 W. Das CCD-Sensorelement besteht aus einem Chip mit den Abmessungen 13,6 mm × 10,3 mm und befindet sich in einem Plastgehäuse mit 28 Anschlüssen. Der Sensor hat 512 vertikale und 383 horizontale Bildpunkte.

Jahrestagung der WGMA 1980

Am 4. 12. und 5. 12. 1980 veranstaltet die Wissenschaftlich-Technische Gesellschaft für Meß- und Automatisierungstechnik (WGMA) in Dresden ihre diesjährige Jahrestagung. Wie in den zurückliegenden Jahren werden vier Übersichtsvorträge, u. a. zu neueren Aspekten und Fragen der Automatisierung, gehalten. Danach findet für ergänzende Bemerkungen und für Anfragen eine umfassende mehrstündige Rundtischdiskussion statt.

Folgende Vorträge sind vorgesehen:

1. Stand und Trend auf dem Gebiet der Antriebsregelung (Regelung und Steuerung elektrischer Maschinen)
   Prof. Dr. Schönfeld, TU Dresden
2. Stand und Trend in der Laborautomatisierung (Automatisierung der experimentellen Forschung)
   Prof. Dr. Meiling, TU Dresden
   Doz. Dr. Hörig, VEB Chemische Werke Buna
3. Instandhaltung – aus der Sicht der Automatisierung (Instandhaltung von Anlagen sowie von Hard- und Software der Automatisierungstechnik)
   Prof. Dr. Sturm, IHS Zittau
   Prof. Dr. Teichmann, IHS Zittau
   Doz. Dr. Schnabel, TU Dresden
4. Rationalisierung und Automatisierung formalisierbarer geistiger Prozesse (in unterschiedlichen Nutzerebenen)
   Dr. Stahnke, ZKI der AdW Berlin
5. Podiumsdiskussion
   Prof. Dr. Töpfer, TU Dresden.

Organisatorische Anfragen richten Sie bitte an
Kammer der Technik – Präsidium – WGMA
Dipl.-Ing. K.-D. Müller
1086 Berlin, Clara-Zetkin-Str. 115/117
Telefon: 2 20 25 31, App. 286.

9. Jahrestagung „Grundlagen der Modellierung und Simulation"

Vom 10. bis 12. 12. 1980 veranstaltet die Wissenschaftlich-Technische Gesellschaft für Meß- und Automatisierungstechnik in der KDT in Zusammenarbeit mit der Akademie der Wissenschaften der DDR, Zentralinstitut für Kybernetik und Informationsprozesse, und der Wilhelm-Pieck-Universität Rostock ihre diesjährige 9. Jahrestagung mit internationaler Beteiligung aus den RGW-Staaten in Rostock an der Wilhelm-Pieck-Universität.

Zu den thematischen Schwerpunkten
- Simulation kontinuierlicher Systeme mit konzentrierten und verteilten Parametern
- Simulation diskreter und kombinierter Systeme
- Modellbildung und Simulation im Verkehrswesen
- Modellbildung und Optimierung

werden Vorträge unter den Aspekten
- mathematisch-theoretische Grundlagen
- experimentell-technische Erfahrungen
- praktische Beispiele

gehalten.

Organisatorische Anfragen richten Sie bitte an
Kammer der Technik – Präsidium – WGMA
Dipl.-Ing. K.-D. Müller
1086 Berlin, Clara-Zetkin-Str. 115/117
Telefon: 2 20 25 31, App. 286.

Fachtagung „Aufgaben der Standardisierung im Bereich Elektrotechnik/Elektronik bei der Einführung neuer Erzeugnisse und Technologien"

Der Fachverband Elektrotechnik der Kammer der Technik führt am 18. und 19. Dezember 1980 in Leipzig die obengenannte Fachtagung mit folgendem Programm durch.

Grundsatzreferate
- Standardisierung in der Elektrotechnik/Elektronik – Stand und Aufgaben
- Wie unterstützt die Standardisierung die umfassende Nutzung der Mikroelektronik
- Stochastische Bemessung elektrischer Geräte und Anlagen – ein Weg zu Aufdeckung von Reserven und höherer Materialökonomie

Vortragsgruppen

A Technologische Standardisierung
B Zuverlässigkeit und Prüftechnologie
C 1 Stochastische Bemessung elektrischer Anlagen und Geräte
C 2 Weiterentwicklung des einheitlichen Gefäßsystems (EGS)
D 1 Moderne Schaltanlagen und Elemente der Starkstromtechnik
D 2 Probleme der Standardisierung neuer Generationen von Geräten und Einrichtungen der Automatisierungstechnik.

Statistik der Rundfunk- und Fernsehteilnehmer der DDR

Stand vom 30. 6. 1980

Bezirksdirektion der Deutschen Post	Rundfunkteilnehmer insgesamt[1])	davon Fernsehteilnehmer[1])	davon Fernsehteilnehmer I. und II. Programm[1])
Rostock	308,2	278,9	205,0
Schwerin	203,0	188,9	167,4
Neubrandenburg	210,7	189,5	65,6
Potsdam	414,2	379,0	303,8
Frankfurt (Oder)	264,3	232,3	172,8
Cottbus	317,0	276,5	153,7
Magdeburg	485,9	447,9	355,0
Halle	698,5	640,7	442,8
Erfurt	460,9	415,5	252,8
Gera	278,9	246,0	134,8
Suhl	196,0	175,0	96,9
Dresden	728,0	613,0	321,1
Leipzig	555,9	501,4	329,4
Karl-Marx-Stadt	787,6	686,0	357,0
Berlin	479,4	420,0	342,4
	6 382,5 (+50,1)	5 690,7 (+77,2)	3 700,4 (+184,8)

Geringfügige Differenzen ergeben sich aus Aufbzw. Abrundungen der Dezimalstellen.

[1]) in Tausend

▼ **Mikrorechner, Wirkungsweise – Programmierung – Applikation.** Dieses Buch von Schwarz, Meyer und Eckhardt erschien im VEB Verlag Technik Berlin. Es vermittelt anschaulich und systematisch die Grundlagen und anwendungsspezifischen Hinweise über den Aufbau, den Einsatz und die Programmierung von Mikrorechnern. Die praxisverbundene Behandlung der wesentlichsten Fragen der Mikrorechentechnik machen dieses Buch zu einem wertvollen Arbeitsmittel. 360 Seiten, 301 Bilder, 10 Tafeln, 32,– Mark, Bestellnummer 552 740 4.

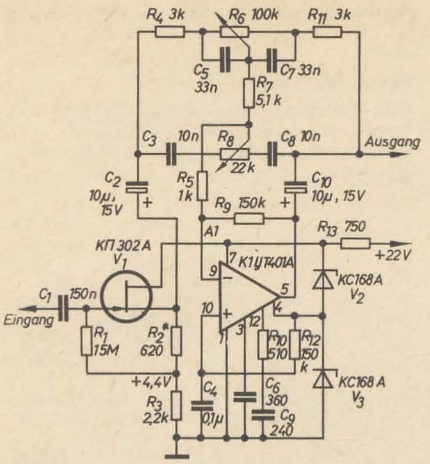
▼ Im Rahmen einer Neuerervereinbarung wurde im VEB Radio und Fernsehen Karl-Marx-Stadt eine **Vorrichtung zur Herstellung eines Verbindungsstückes** entwickelt, das eine Lötverbindung zwischen Koaxkabel 75-16-D und 75-7-G ermöglicht. Als Material werden Reststücke des Kabels 75-16-D verwendet. Interessenten wenden sich bitte an den Betrieb.

▼ **In einem mikroprozessorgesteuerten elektronischen Notizbuch** können durch Eingabe über eine alphanumerische Tastatur jeweils Blöcke von dreimal 20 Zeichen gespeichert werden, z. B. Name, Telefonnummer und Anschrift. Das Notizbuch kann etwa 100 derartige Informationsblöcke aufnehmen. Sie werden alphanumerisch nach Namen sortiert und können durch Eingabe des Namens oder einer Anzahl von Buchstaben aufgerufen werden. Darauf erscheinen dreimal 20 Zeichen nacheinander zyklisch auf einer Flüssigkristallanzeige. Das elektronische Notizbuch läßt sich in der Größe eines Taschenrechners realisieren. Weitere Anwendungsmöglichkeiten dieser Prinzipien sind unter anderem elektronischer Kalender und Terminplaner, elektronischer Streckenplaner für Autofahrten und Bestellunterlagen für Einkäufe.

▼ **Ein neuer Gallium-Indium-Phosphid-Laser** gibt bei Raumtemperatur eine Strahlung von 1,5 μm Wellenlänge ab und ist damit für den Einsatz in optischen Nachrichtenübertragungssystemen geeignet, deren Lichtleitfasern im Bereich um 1,5 μm ein Dämpfungsminimum aufweisen. Durch die Zwischenlage einer zusätzlichen Schicht aus einem speziellen Material gelang es, eine chemische Reaktion, die die aktive Schicht des Halbleiterkristalls mit der p-Deckschicht bisher einging, zu verhindern und damit Störungen zu vermeiden. Der Laser arbeitet bei einem Schwellstrom von 300 mA und liefert eine Ausgangsleistung von 5 mW. Die Lebensdauer soll in der Größenordnung von 20 Jahren liegen.

▼ Mit **Mini-Maz** wurde **ein Miniatur-Videoaufzeichnungsgerät** aus der BRD bezeichnet, das nach dem Längsspurverfahren arbeitet. Es läßt sich möglicherweise in Zukunft in eine elektronische Kamera einbauen und zeichnet sich durch sehr geringe Abmessungen und einen einfachen mechanischen Aufbau aus. Der Antriebsmechanismus arbeitet nach dem Kontaktwickelprinzip, bei dem beide Bandwickel über die zentral angeordnete Capstanscheibe angetrieben werden. Auf dem 8 mm breiten Chromdioxidband werden 46 Spuren von je etwa 100 μm Breite aufgenommen. Die Spieldauer beträgt 30 min, ein Banddurchlauf dauert 40 s. Die Spuren werden von einem Stufenrad umgeschaltet. Der am Bandende notwendige Laufrichtungswechsel dauert etwa 100 ms. In dieser Zeit wird das Band mit der Geschwindigkeit von 4 m/s auf 0 m/s verzögert und dann wieder auf Sollgeschwindigkeit beschleunigt. Wegen Patent- und Kooperationsstreitigkeiten der zwei beteiligten Firmen wird dieses Gerät jedoch nicht produziert werden.

▼ Unser Bild aus Radio 60 (1979) H. 10, S. 25, zeigt einen **Klangregelverstärker mit Operationsverstärker.** Durch Verwendung einer FET-Eingangsstufe ergibt sich ein Eingangswiderstand von 1,5 MΩ. Damit ist der Verstärker für direkten Anschluß an Kristalltonabnehmer geeignet. Das Klangregelnetzwerk in Brückenschaltung wird von zwei gegenphasigen Signa-



len angesteuert, einmal über C_2 vom Ausgang des Sourcefolgers, zum anderen vom Ausgang des Operationsverstärkers über C_{10}. Durch Einstellung an R_6 bzw. an R_8 (mit dem invertierenden Eingang des Operationsverstärkers verbunden) ändert sich die Verstärkung des Operationsverstärkers bei 20 Hz bzw. bei 20 kHz um etwa ± 20 dB. Stehen die Schleifer der beiden Steller in Mittelstellung, so ist der Amplitudengang von 16 Hz...200 kHz praktisch konstant. Der Verstärker wird über zwei Z-Dioden mit der Betriebsspannung des nachfolgenden Leistungsverstärkers versorgt.

Der Abgleich beschränkt sich auf R_2, bis die in der Schaltung angegebene Spannung von +4,4 V über R_3 abfällt (entspricht 2 mA Sourcestrom). Zur Erhöhung der Stabilität kann bei Notwendigkeit zu R_9 ein Kondensator von 30 bis 40 pF parallelgeschaltet werden.

▼ **Neue Kühlelemente für Halbleiterbauelemente in Dünnschichtstruktur** weisen Abmessungen der aktiven Kühlflächen auf, die denjenigen der Halbleiterbauelemente selbst nahekommen. Im Prinzip wird ein Wärmeaustauscher mit „Rohrleitungen" benutzt, in dem man Flüssigstickstoff, -wasserstoff oder -helium kombiniert verwenden kann. Die „Rohre" sind hier jedoch in ein Siliziumsubstrat eingeätzte Kanäle, die mit einer Glasschicht hermetisch verschlossen sind. Alle Teile eines herkömmlichen kryogenen Kühlsystems (einschließlich Expansions- und Verdampfungssektionen) sind hier vorhanden, jedoch mit erheblich verringerten Abmessungen. Das gesamte Kühlsystem findet auf einem Siliziumwafer von etwa 7,5 cm Durchmesser Platz.

▼ Die moderne integrierte Schaltungstechnik gestattet es, auf wirtschaftliche Art und Weise integrierte lineare Schaltungen der Leistungselektronik bis zu Nennströmen von etwa 10 A herzustellen. Für Anwendungen über 10 A bis etwa 30 A bietet sich die Kombination zweier Chips an, die intern entsprechend miteinander verbunden werden. So enthält z. B. ein **Lampentreiber**, der **für den Einsatz in Kraftfahrzeugen** gedacht ist, einen Darlingtonchip zusammen mit einer integrierten linearen Schaltung. Der Lampentreiber ist in der Lage, bei einem Dauerstrom (Warmstrom) von 5 A kurzzeitig (bis maximal 10 ms) einen Kaltstrom von 20 A (Einschaltstrom) zu liefern. Mit Hilfe von zwei Temperatursensoren auf dem Darlingtonchip läßt sich ein Kurzschlußschutz realisieren.

▼ **Keramische Materialien** können jetzt als IS-Substrate, als Dielektrika und als piezoelektrische und halbleitende Materialien eingesetzt werden. So konnte die maximale Kapazität herkömmlicher Keramikkondensatoren von 0,2 $\mu F/cm^3$ durch eine dielektrische Mehrschichtstruktur aus Bariumtitanat auf 5 bis 10 $\mu F/cm^3$ erhöht werden. Durch eine spezielle Behandlung von Keramikpulver lassen sich auch transparente Keramikmaterialien herstellen, die neue Möglichkeiten für die Optoelektronik eröffnen. Piezoelektrische Keramikmaterialien weisen gute Eigenschaften als Wandler für Ultraschall-Diagnostikeinrichtungen und als Substrate für Oberflächenwellenbauelemente auf. Auf Grundlage der physikalischen Eigenschaften der Kornstruktur ergeben sich bei Keramikmaterialien halbleitende Eigenschaften, die sie für den Aufbau von spannungsabhängigen Bauelementen und Keramiksensoren geeignet machen. Bisher griff man vorwiegend auf Oxidkeramiken zurück, der zukünftige Trend orientiert auf die Anwendung von Nitriden (Si_3N_4, AlN) und Karbiden (SiC).

▼ Der **Einsatz der modernen Videotechnik in der Lagerwirtschaft** gestattet eine Rationalisierung von Arbeitsprozessen für unterschiedlichste Lageraufgaben. Dazu werden festinstallierte Fernsehkameras eingesetzt, die mit Schwenk- und Neigeköpfen ausgestattet sind und mit einer ferngesteuerten Variooptik auch eine detaillierte Fernerkennung gewährleisten. Derartige Anlagen eignen sich während der Arbeitspausen und bei Nacht auch zur Kontrollbeobachtung. Bei der Hochregal-Lagerhaltung kann man z. B. an der Ladefläche eines Gabelstaplers eine Videokamera installieren, deren Bild auf einen Monitor übertragen wird. Der Monitor ist vor dem Sitz des Fahrers so angebracht, daß der Fahrer die jeweilige Situation auf der Ladefläche beobachten kann. Die Videokamera kann über einen Spannungsregler aus der Bordbatterie des Gabelstaplers gespeist werden.

▼ Die Anwendung des PLL-Prinzips stellt eine **vorteilhafte schaltungstechnische Lösung bei der Abstimmung von Tunern** dar. Bisher mußte man beim Einsatz des PLL-Prinzips in UKW-Tunern einen externen Vorteiler vorsehen, der aus Gründen der hohen Arbeitsgeschwindigkeit in ECL-Technik aufgebaut war. Die MOS-Technologie gestattet es nunmehr, auf den externen Vorteiler zu verzichten und eine direkte Teilung der Frequenz des Überlagerungsoszillators im Empfänger vorzunehmen. Die PLL-Schaltung wird mit der Molybdängate-MOS-Technologie realisiert. Damit werden eine hohe Arbeitsgeschwindigkeit und eine geringe Leistungsaufnahme gewährleistet, so daß die PLL-Schaltung auf einem einzigen Chip aufgebaut werden kann.

▼ **Mit Hilfe des Triplanar-Aufbaues** ist es gelungen, Source-, Gate- und Draingebiete von V-MOSFETs in unterschiedlichen horizontalen Ebenen zu realisieren und damit die V-MOS-Technik durch eine größere Packungsdichte noch attraktiver zu machen. Im Aufbau der Bauelemente werden Polysilizium-Gates verwendet, die im SiO_2 eingebettet sind. Auf diese Weise kann die Source-Metallisation einen großen Teil der IS-Oberfläche einnehmen. Dadurch läßt sich die Packungsdichte um das Dreifache erhöhen. Weiterhin ergibt sich ein niedrigerer Kanalwiderstand. Auf Grundlage des neuen Realisierungsaufbaues sollen in Zukunft 400-V-Leistungs-V-MOSFETs hergestellt werden, die auch eine wirtschaftliche Fertigung gestatten.

▼ Auch in Vakuumröhren kann die moderne Halbleitertechnologie vorteilhaft ausgenutzt werden. So besteht eine **Kaltkatode mit hoher Stromdichte** aus einem Siliziumsubstrat mit einem 1,5 μm dicken SiO_2-Überzug, auf dem eine dünne Molybdänschicht aufgedampft ist. In die Molybdänschicht werden kleine Löcher mit einem Durchmesser von 1,5 μm geätzt, die mit starker Unterätzung der SiO_2-Schicht bis zum Siliziumsubstrat reichen. Mit weiteren Aufdampf- und Ätzschritten werden in den Löchern kegelförmige Molybdänspitzen erzeugt, deren Höhe in einer Ebene mit der Molybdänschicht liegt. Im Vakuum emittiert diese Struktur schon beim Anlegen von 100...200 V mit Stromdichten bis zu 20 A/cm^2. Eine derartige leistungsfähige Katode ist vor allem für die weitere Leistungssteigerung bei Mikro- und Millimeterwellenröhren von Bedeutung. Eine Weiterentwicklung dieser Kaltkatode mit einer Stromdichte bis zu 100 A/cm^2 scheint möglich zu sein. Dagegen arbeiten herkömmliche thermische Katoden mit Stromdichten bis etwa 4 A/cm^2.

▼ Als zukunftsträchtige Piezo-Halbleiterstruktur für die Realisierung akustoelektrischer Wechselwirkungen wird der **Dünnschichtverstärker für elastische Oberflächenwellen** angesehen. Solche Verstärker werden auf der Grundlage von $LiNbO_3$-Kristallen und dünnen (40...50 nm) InSb-Halbleiterschichten hergestellt, die beiderseits durch dünne (30...50 nm) SiO-Schichten abgedeckt sind. Sie schützen den Halbleiter vor der Diffusion von Beimengungen aus dem Piezokristall und Rückverdampfung des InSb während der thermischen Abarbeitung.

Neuere Methoden zur Gewinnung dieser Schichten ergeben bessere und sicherer reproduzierbare Eigenschaften. Das betrifft vor allem die Schichtherstellung und die nachfolgende thermische Bearbeitung. Als günstig erwies sich eine Vakuum-Impulsmethode zur Aufdampfung des InSb. Bei ihr verlaufen Erwärmung und Verdampfung am schnellsten, und eine nichtstöchiometrische Auftrennung in die Stoffkomponenten wird während aller Prozeßstadien vermieden (InSb dissoziiert leicht, so daß dann vorzugsweise das leichter flüchtige Antimon verdampfen würde). Die so erhaltenen InSb-Schichten sind polykristallin, das SiO dagegen ist amorph. Durch thermische Vorbearbeitung mit nachfolgendem Schmelzen und gerichteter Kristallisation konnten die Eigenschaften der dünnen Schichten wesentlich verbessert werden. Untersuchungen an größeren Exemplarzahlen bei Oberflächenwellenfrequenzen von 330 MHz zeigten z. B. Verstärkungsfaktoren von 80 bzw. 50 dB. Die Schichten haben eine hohe Spannungsfestigkeit (4...4,5 kV). Die Reproduzierbarkeit betrug 90 %. Diese Ergebnisse sind nicht nur für die Akustoelektronik, sondern auch für die Mikroelektronik bedeutungsvoll.

▼ **Zur Prüfung der feinsten Strukturen von LSI-Schaltungen** sind optische Verfahren oft nicht mehr geeignet, man muß die Elektronenstrahlmikroskopie einsetzen. Dazu sind Glasmasken erforderlich, die sich bei der Abtastung durch den Elektronenstrahl nicht aufladen lassen. Eine derartige Einrichtung ist in der Lage, 10 000 Präzisionsmessungen je Stunde auf einer 4-Zoll-Maske durchzuführen. Die Linienbreiten können bis herunter zu 0,5 μm mit Wiederholgenauigkeiten von ± 0,03 μm betragen. Die den Prüfling tragende Arbeitsplatte ist in X- und Y-Richtung verschiebbar. Die Steuerung der Meßeinrichtung erfolgt mit Hilfe eines 16-Bit-Mikrorechners, an den ein Speicher angeschlossen ist.

▼ Die Realisierung von drei Fertigungsverfahren in einer Anlage zur Anwendung von fokussierten Ionenstrahlen ist möglich. Ionenstrahlen dienen hierbei zur Ionenimplantation bei der selektiven Dotierung von Halbleitern, zum Ionenätzen zur Herstellung von Öffnungen in Dünnfilmen mit ähnlich hoher Auflösung und zur Strukturierung. Die Vereinigung aller drei Fertigungsverfahren in einer Ausrüstung stellt eine weitere **Rationalisierung bei der Herstellung von integrierten Schaltungen** dar. Dabei entfernt z. B. ein Ionenstrahl die Oxidschicht und schafft die notwendigen Emitteröffnungen. Dann erfolgt eine Dotierung des darunterliegenden Siliziumsubstrats mit Arsen zur Bildung der n^+-Gebiete. Gleichzeitig kann dabei noch eine Belichtung beliebiger anderer Gebiete erfolgen.

▼ **Berichtigung:** Im Beitrag „Integrierte Thyristoransteuerschaltung U 706 D" im Heft 3 (1980) ist im Bild 3 auf Seite 144 im Teil „Impulserzeugung" der logischen Schaltung die schaltkreisinterne Leitung 27 beiden von den Ausgängen des (von e_{TI} und e_{TP} gesteuerten) Flip-Flops geschalteten NOR-Gliedern zuzuführen, d. h., für den Fall 27 = L muß sich $e_{TI} = e_{TP} = H$ einstellen.

Leserpost

Betr.: Amateur-Ätzsätze

Zweimalige Versuche, Leiterplatten mit dem neuen Amateur-Ätzsatz auf der Basis von Ammoniumpersulfat herzustellen, scheiterten. Obwohl ich die Konzentration wesentlich erhöhte, passierte nichts, außer daß sich die typofix-Leiterzüge in der Flüssigkeit auflösten bzw. abhoben ...
Mich würde interessieren, ob es auch bei Ihnen schlechte Erfahrungen mit diesem Ätzsatz gibt. W. W., Wismar

Vom VEB Elektro-Physikalische Werke Neuruppin, an den wir (und auch unser Leser) eine entsprechende Anfrage richteten, erhielten wir folgende Stellungnahme:
Das Eisen-III-Chlorid ist ohne Zweifel als Ätzmittel effektiver als das jetzt eingesetzte Ammoniumpersulfat.
Die Umstellung mußte jedoch erfolgen, weil uns der freie Vertrieb des aggressiven Eisen-III-Chlorid von der Sicherheitsaufsicht untersagt wurde. Die Besichtigung von Räumen, in denen mit diesem Medium gearbeitet wurde, stützt diese Entscheidung in jeder Weise.
Zur Beschwerde des Herrn W. muß gesagt werden, daß sie berechtigt ist, wenn er sich als Vergleich auf die leichte Arbeit mit dem Eisen-III-Chlorid bezieht. Die Verarbeitung der Abreibefolien ist allerdings in keinem Fall vorgesehen. Zu berücksichtigen ist auch, daß Ammoniumpersulfat in der Industrie als Ätzmittel für empfindliche Spezialleiterplatten eingesetzt wird.
Schwierig, aber entscheidend, ist die unbedingte Einhaltung der Konzentration und eine möglichst hohe Temperatur der neuen Ätzlösung sowie die völlige Sauberkeit der Zuschnitte (bereits Fingerabdrücke und kleinste Fettspuren behindern den Ätzprozeß). Eine zu hohe Konzentration bringt den Ätzvorgang zum Stehen, hier liegt nach unserer Ansicht der Grund für die größte Anzahl von Mißerfolgen. ...

Dieser Stellungnahme bleibt einiges hinzuzufügen:

Die pauschale Aussage, daß sich Haftdruckfolie-Leitbilder nicht mit Ammoniumpersulfat ätzen lassen, trifft nicht zu. Entscheidend für eine erfolgreiche Umsetzung eines Leiterbildes in eine Leiterplatte unter Benutzung von typofix-Folie ist vielmehr der dem Ätzen vorausgehende Arbeitsprozeß. Beim Ätzen selbst sind allerdings einige Randbedingungen zu beachten, die teils auch auf Eisen-III-Chlorid zutrafen, die aber teils für Ammoniumpersulfat spezifisch sind. Gemeinsam ist beiden Ätzverfahren die Möglichkeit der Beschleunigung des Ätzprozesses durch erhöhte Badtemperatur. Während beim Eisen-III-Chlorid 40 °C empfohlen werden, tritt eine entscheidende Zeitverkürzung bei Ammoniumpersulfat zwischen 60 °C und 80 °C auf. Doch auch mit 40 ... 50 °C sind brauchbare Zeiten (bei frischer Lösung 30 min als Erfahrungswert) zu erzielen. 50 °C sind auf Grund entsprechender Versuche auch als oberster Grenzwert für die Verarbeitung von Haftdruckfolie-Leiterbildern zu betrachten. Das mag einer der Gründe für die Bevorzugung von Eisen-III-Chlorid gegenüber Ammoniumpersulfat durch die Anwender gewesen sein.
Kritischer verhält sich Ammoniumpersulfat bezüglich ablösender Kräfte auf Deckschichten beliebiger Art. Mit zunehmender Temperatur (und hauptsächlich bei neuangesetzter Lösung) treten Sauerstoffblasen auf, die auf die Deckschicht mechanisch einwirken. Daher ist besonders eine einwandfreie Kantenhaftung von wesentlicher Bedeutung für die Haltbarkeit der Deckschicht während des Ätzprozesses. Diese Haftung wird jedoch durch die dem Ätzvorgang vorgeschalteten Arbeitsgänge bestimmt. Schließlich hängt die notwendige Dauer der Ätzung auch stark von der Beschaffenheit der unbedeckten Kupferpartien ab. Daher ist die saubere Übertragung der Haftdruckfolie auf die Kupferfläche ohne Abdrücken von Wachs neben dem Vermeiden von Fettspuren eine entscheidende Voraussetzung für die Qualität der Leiterplatte. Wo sich solche Abdrücke nicht vermeiden lassen, ist daher sachgemäßes Entfernen dieser Fremdschicht vor dem Ätzen als wesentlicher Arbeitsgang zwischenzuschalten. Dabei hat sich das früher oft empfohlene Waschbenzin mit Wattebausch aus zwei Gründen als relativ problematisch erwiesen: Zum einen wird das Wachs u. U. mehr verteilt als entfernt, zum anderen sind vor allem schmale Leiterzüge stärker gefährdet. Auch Spiritus ist wegen des letztgenannten Umstandes weniger zu empfehlen. Selbst konzentrierte Spülmittellösung sollte nicht verwendet werden. In einer Verdünnung von etwa 1 : 1 000 (Spülmittel : Wasser) in saugfähigem weichem Papier (z. B. Papiertaschentuch) läßt es sich jedoch zum Entfernen von Fett- und Wachsspuren gut einsetzen. Zusammengefaßt empfiehlt sich als einer von mehreren möglichen Wegen bei der Verarbeitung von Leiterbildern aus Haftdruckfolie dieser Ablauf:

- *Mechanisches Säubern und dabei leichtes (!) Aufrauhen der Kupferschicht mit Schleifpapier feinster Körnung; Scheuerputzmittel führen dagegen zu schlecht zu entfernenden, wasserabweisenden Schichten; bei ihrer Verwendung daher besonders gut entfetten, z. B. mit Bürste*
- *Entfetten mit Spülmittel oder (und) kurzes Baden in Silberputzmittel (z. B. „Blanka Blink")*
- *Trocknen mit sauberem, saugfähigem Tuch*
- *Aufbringen der Leiterzüge konsequent nur durch Nachziehen der schwarzen Flächen mit Kugelschreiber oder weichem, verrundetem Bleistift*
- *leichtes Andrücken durch die Trägerfolie hindurch auf die Schicht*
- *vorsichtiges langsames Abheben der Trägerfolie, ggf. hängengebliebene Partien nachreiben (u. a. von Qualität bzw. der Lagerung der Folie abhängig)*
- *Andrücken des Leiterbildes mit der sauberen Fingerkuppe*
- *festes Andrücken des Leiterbildes mit einem Gummirollenquetscher (Fotobedarf), mehrmals kreuz und quer über die Platte geführt*
- *mechanisches Abreiben von Fremdschichten mit weichem, aber festem Papier (in Spülmittellösung angefeuchtet)*
- *Ätzen in Ammoniumpersulfat, 50 g in 250 cm³ Wasser von maximal 50 °C gelöst, bei Thermometerkontrolle z. B. unter einer Tischlampe zur weiteren Einhaltung dieser Temperatur*
- *Spülen; Kontrolle (ggf. mit Stichel oder Messer Kupferreste entfernen), Abschaben der Deckschicht z. B. mit Kante eines Halbzeugstückes*
- *Oberfläche in „Blanka Blink" o. ä. säubern, spülen, mit Tuch trocknen und mit Schutzlack aus dem Ätzsatz dünn überziehen.*

radio fernsehen elektronik

Verlag
VEB Verlag Technik
DDR - 1020 Berlin, Oranienburger Str. 13/14
Telegrammadresse: Technikverlag Berlin
Telefon: 2 87 00; Telex: 011 2228 techn dd

Verlagsleiter
Dipl. oec. Herbert Sandig

Redaktion
Dipl.-Ing. Wolfgang E. Schlegel
Verantwortlicher Redakteur (Tel. 2 87 03 33),
Redakteure: Adelheid Blodszun (Tel. 2 87 03 52),
Dipl.-Ing. Brigitte Kasper (Tel. 2 87 03 38),
Ing. Monika Tank (Tel. 2 87 03 49)

Redaktionsbeirat
Dr.-Ing. K.-H. Arnold, Dipl.-Ing. H. Bergmann, Ing. E. Bottke, Dipl.-Ing. K. Eckert, Dr. sc. techn. H. Erler, Prof. Dr. sc. nat. H.-J. Fischer, Dipl.-Ing. D. Henkel, Ing. H. Kühne, Dr. W. Rohde, Dipl. oec. P. Schäffer, Dipl.-Ing. K. Schlenzig, Dipl.-Ing. E. Schoppnies, H. Ziegler

Lizenznummer 1109 des Presseamtes beim Vorsitzenden des Ministerrates der Deutschen Demokratischen Republik

AN(EDV) 67 816

Erscheinungsweise: monatlich

Heftpreis 3,80 M. Abonnementspreis 3,80 M
Auslandspreise sind den Zeitschriftenkatalogen des Außenhandelsbetriebes BUCHEXPORT zu entnehmen

Gesamtherstellung
Tribüne Druckerei Leipzig III/18/36

Anzeigenannahme
DDR-Anzeigen: DEWAG Berlin
1026 Berlin, Rosenthaler Str. 28–31 (Telefon 2 36 27 76) und alle DEWAG-Zweigstellen.
Anzeigenpreisliste Nr. 6
Auslandsanzeigen: Interwerbung GmbH
DDR - 1157 Berlin, Hermann-Duncker-Str. 89

Erfüllungsort und Gerichtsstand Berlin-Mitte

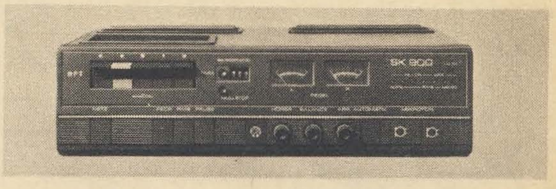
Der Verlag behält sich alle Rechte an den von ihm veröffentlichten Aufsätzen und Bildern, auch das der Übersetzung in fremde Sprachen, vor. Auszüge, Referate und Besprechungen sind nur mit voller Quellenangabe zulässig.

Bezugsmöglichkeiten
DDR: Sämtliche Postämter; örtlicher Buchhandel; VEB Verlag Technik
UdSSR: Gebiets- und Städtische Abteilungen von Sojuzpečat und Postämter
SVR Albanien: Spedicioni Shtypit te Jashtem, Tirana
VR Bulgarien: Direkzia R.E.P., 11a Rue Paris, Sofia
VR Polen: ARS POLONA, Krakowskie Przedmieście 7, 00-068 Warszawa
SR Rumänien: Directia Generala a Postei si Difuzarii Presei, Palatul Administrativ, București
ČSSR: PNS Vinohradská 46, 120 43 Praha 2; PNS, Gottwaldovo nám. 48, 884 19 Bratislava
Ungarische VR: P. K. H. I., P. O. B. 16, 1426 Budapest
Republik Kuba: Instituto Cubano del Libro, Centro de Exposición, Belascoain 864, La Habana
VR China: China National Publications Import Corporation, P. O. Box 88, Peking
SR Vietnam: XUNHASABA, 32, Hai Ba Trung, Hanoi
Koreanische DVR: CHULPANMUL Korea Publications Export & Import Corporation, Pyongyang
SFR Jugoslawien: Jugoslovenska Knjiga, Terazije 27, Beograd; Izdavačko Knjižarsko Produzeće MLADOST, Ilica 30, Zagreb
BRD und Westberlin: ESKABE Kommissions-Grossobuchhandlung, Postfach 36, 8222 Ruhpolding/Obb.; Gebrüder Petermann, BUCH + ZEITUNG INTERNATIONAL, Kurfürstenstr. 111, Berlin (West) 30; Helios Literatur-Vertriebs-GmbH, Eichborndamm 141–167, Berlin (West) 52 sowie weitere Grossisten und VEB Verlag Technik, DDR - 1020 Berlin, Postfach 293
Österreich: Globus Buchvertrieb, Höchstädtplatz 3, 1200 Wien
Schweiz: Genossenschaft Literaturvertrieb, Cramerstr. 2, 8004 Zürich
Alle anderen Länder: örtlicher Buchhandel; BUCHEXPORT Volkseigener Außenhandelsbetrieb der Deutschen Demokratischen Republik, DDR - 7010 Leipzig, Postfach 160; VEB Verlag Technik, DDR - 1020 Berlin, Postfach 293

radio fernsehen
elektronik

VEB VERLAG TECHNIK, BERLIN · TRÄGER DES ORDENS BANNER DER ARBEIT · 29. JAHRGANG · OKTOBERHEFT **10·1980**

HiFi-Stereokassettengerät SK 900



BERND BAUER und KLAUS BREHM

Mitteilung aus dem VEB Stern-Radio Sonneberg

Das SK 900 ist das erste in der DDR produzierte HiFi-Stereo-Kassettentonbandgerät. Es wurde im Auftrage des VEB Stern-Radio Sonneberg im VEB Zentrallaboratorium für Rundfunk- und Fernsehempfangstechnik Dresden entwickelt.
Gestalterisch paßt sich das SK 900 den HiFi-Stereo-Hörrundfunkempfängern Carat S und HiFi 100 an. Es ist teilweise in Modultechnik aufgebaut.
Der eingebaute Kopfhörerverstärker ermöglicht das Mithören bei Aufnahme und Wiedergabe. Die Wiedergabe über Lautsprecherboxen ist nur durch Anschluß des Gerätes an einen entsprechenden NF-Leistungsverstärker möglich.

Mechanischer Aufbau

Das Gerät besteht aus den Hauptbaugruppen Gehäuseoberteil, Chassis, Frontteil, Instrumenteneinheit, Kassettenlaufwerk, Trägerleiterplatten, Netzteil.
Das Gehäuse ist in Oberteil und Bodenplatte unterteilt und erfüllt eine Montage- und Schutzfunktion. Beide Gehäuseteile sind durch Schraubverbindungen (von der Unterseite zugänglich und besonders gekennzeichnet) miteinander verbunden. Die Bodenplatte dient als Montagegrundplatte für das Chassis und braucht nur bei speziellen Reparaturfällen (z. B. Auswechseln von Trägerleiterplatten) abgenommen zu werden. Der im Gehäuseoberteil befindliche Abdeckrahmen für den Kassettendekkel läßt sich nach Lockern der beiden von oben zugänglichen Befestigungsschrauben in die notwendige Lage bringen und wieder befestigen.
Das Chassis besteht aus einer Blechrahmenkonstruktion, die durch die einzelnen Baugruppen und Blechbiegeteile durch Schrauben zusammengesetzt ist.
Der Frontteil enthält neben den dekorativen Teilen Abdeckungen für Kopfhörerbuchsen und Mikrofonbuchsen und läßt sich durch Lockern von vier Schrauben am Chassis lösen. Bei der Montage erfolgt die Justierung zum Chassis selbständig durch Führungsstifte.
Die Instrumenteneinheit beinhaltet die für die Anzeige des Aussteuerungs- und Wiedergabepegels vorhandenen Aussteuerungsinstrumente und das Bandlängenzählwerk mit Nullkontakt.
Das Kassettenlaufwerk bildet eine selbständige Einheit. Zum Einsatz kommt der ungarische Typ SM II modifiziert, der gegenüber dem vom Gerät Stereo-Compakt SC 1100 bekannten Kassettenlaufwerk geringfügig verändert wurde (Tasten, Verkabelung, Befestigungsbolzen).
Die Trägerleiterplatten mit den aufgesetzten Moduln sind ebenfalls Hauptbaugruppen des Gerätes. Die Verbindung zu den anderen Baugruppen wird überwiegend durch Steckverbinder vorgenommen. Die vorhandenen Anschlußbuchsen sind in gedruckter Schaltung ausgeführt.

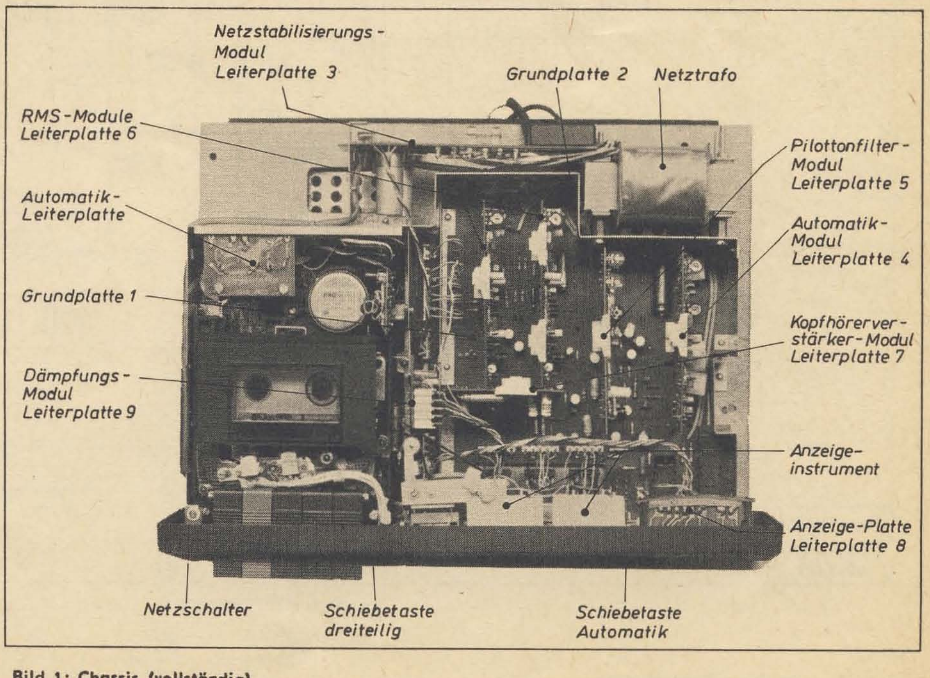


Bild 1: Chassis (vollständig)

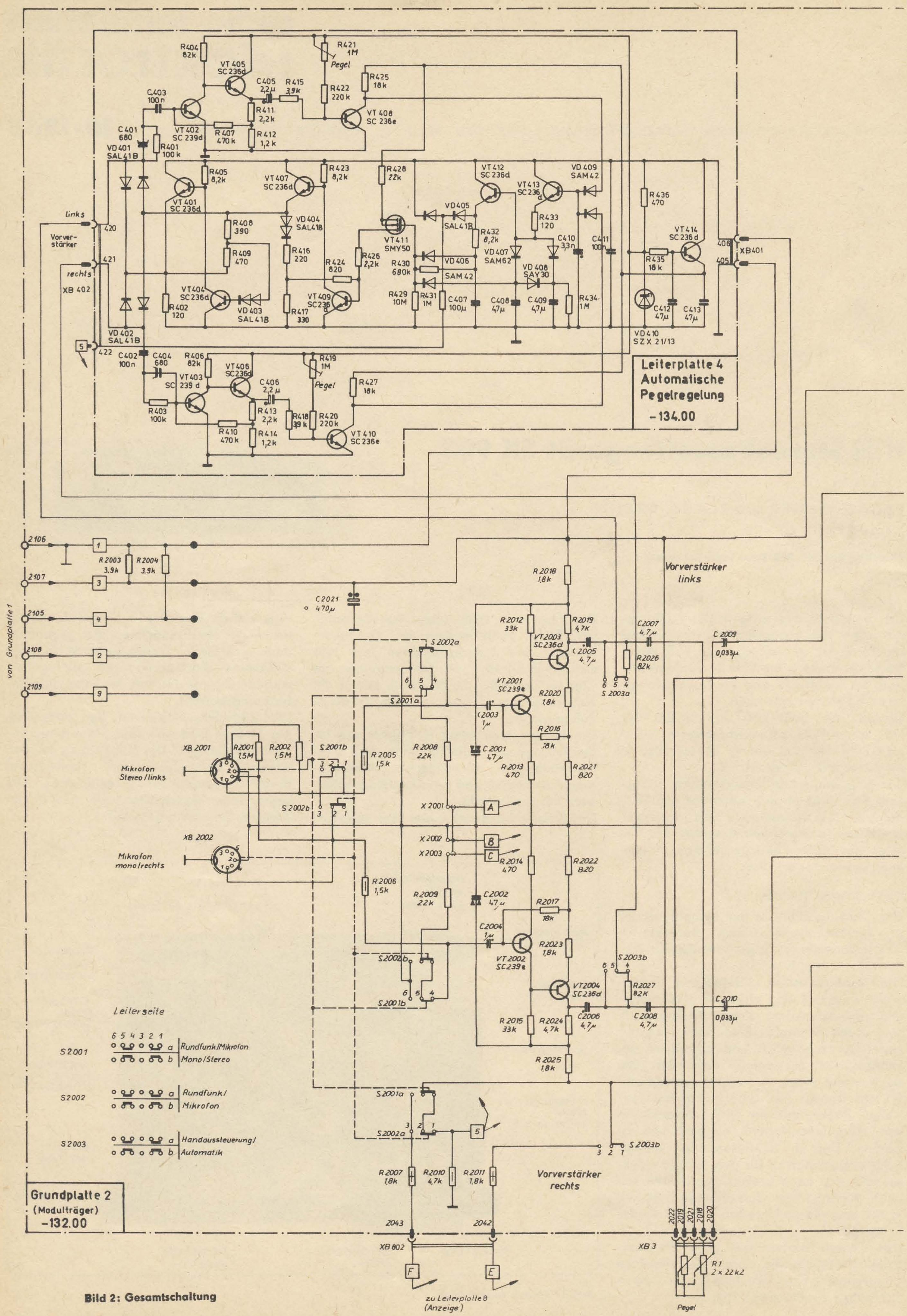
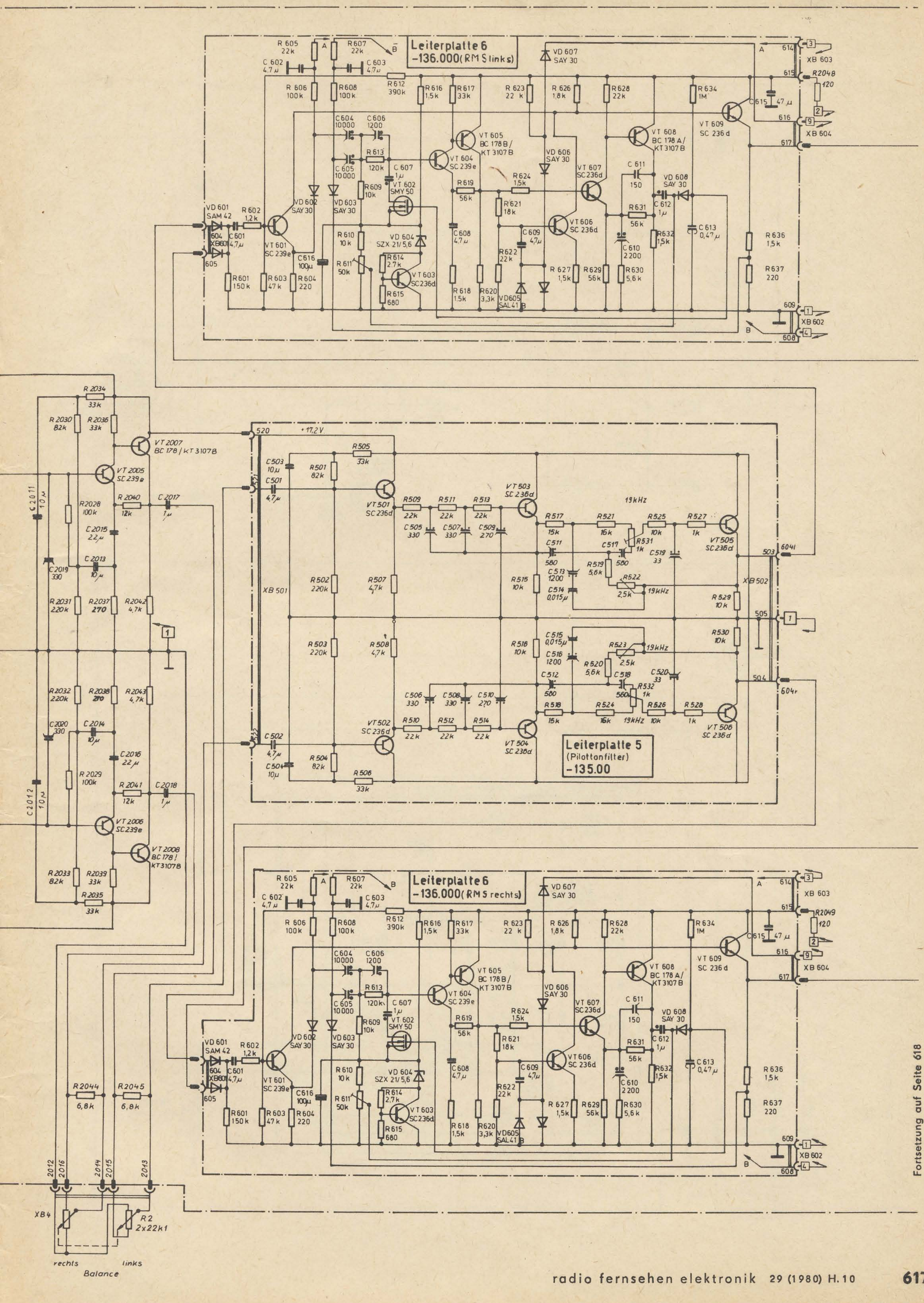
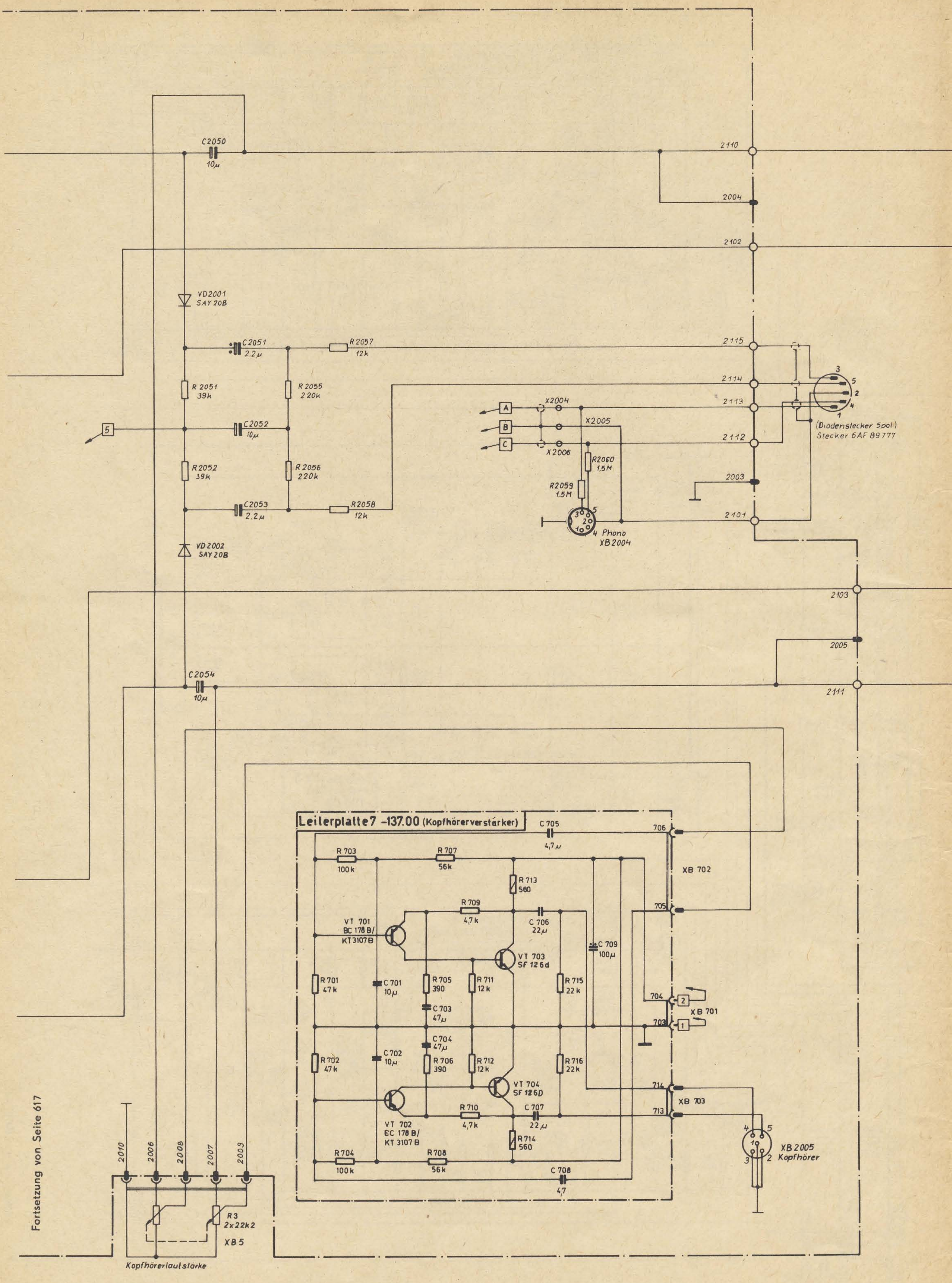


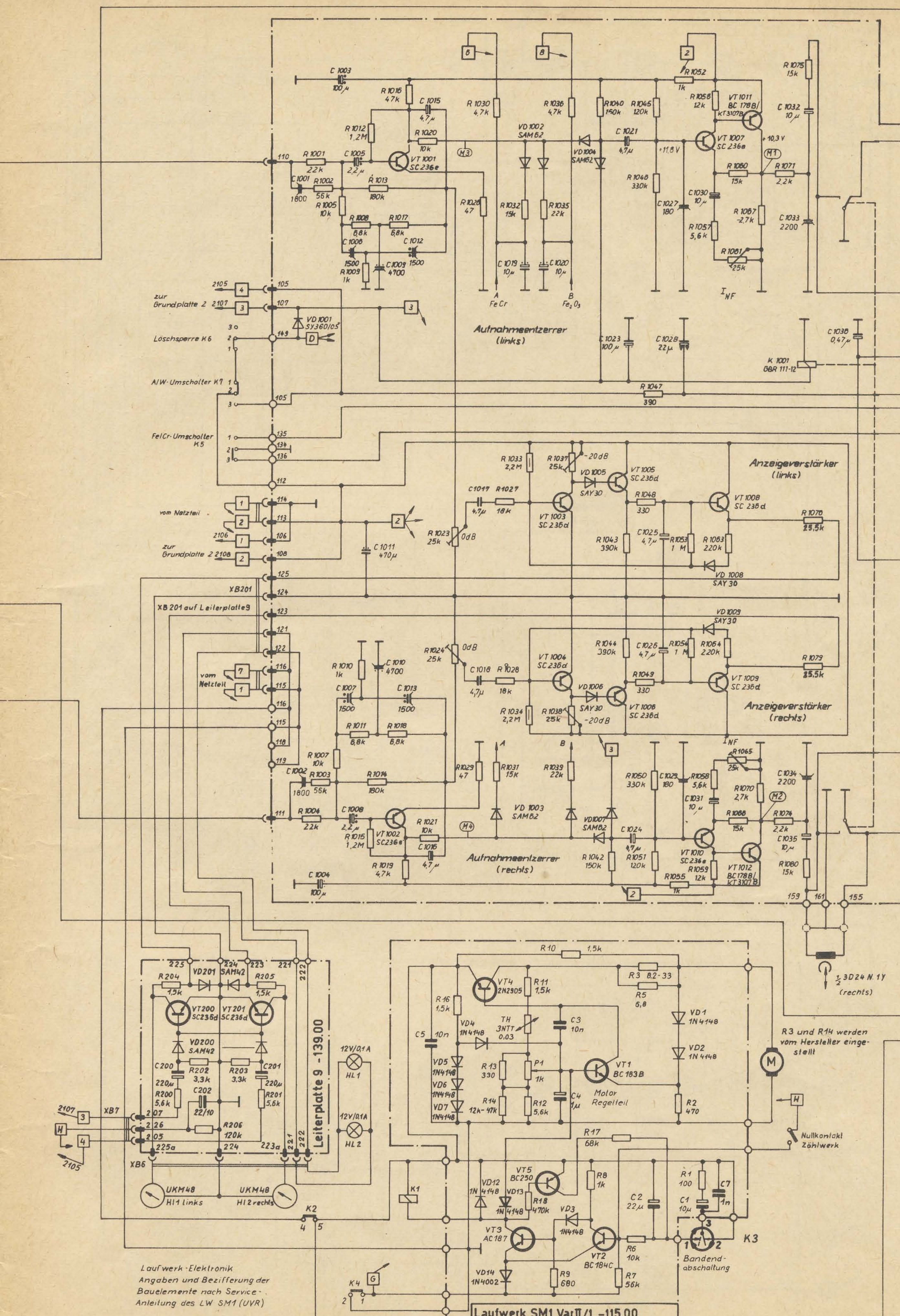
Bild 2: Gesamtschaltung



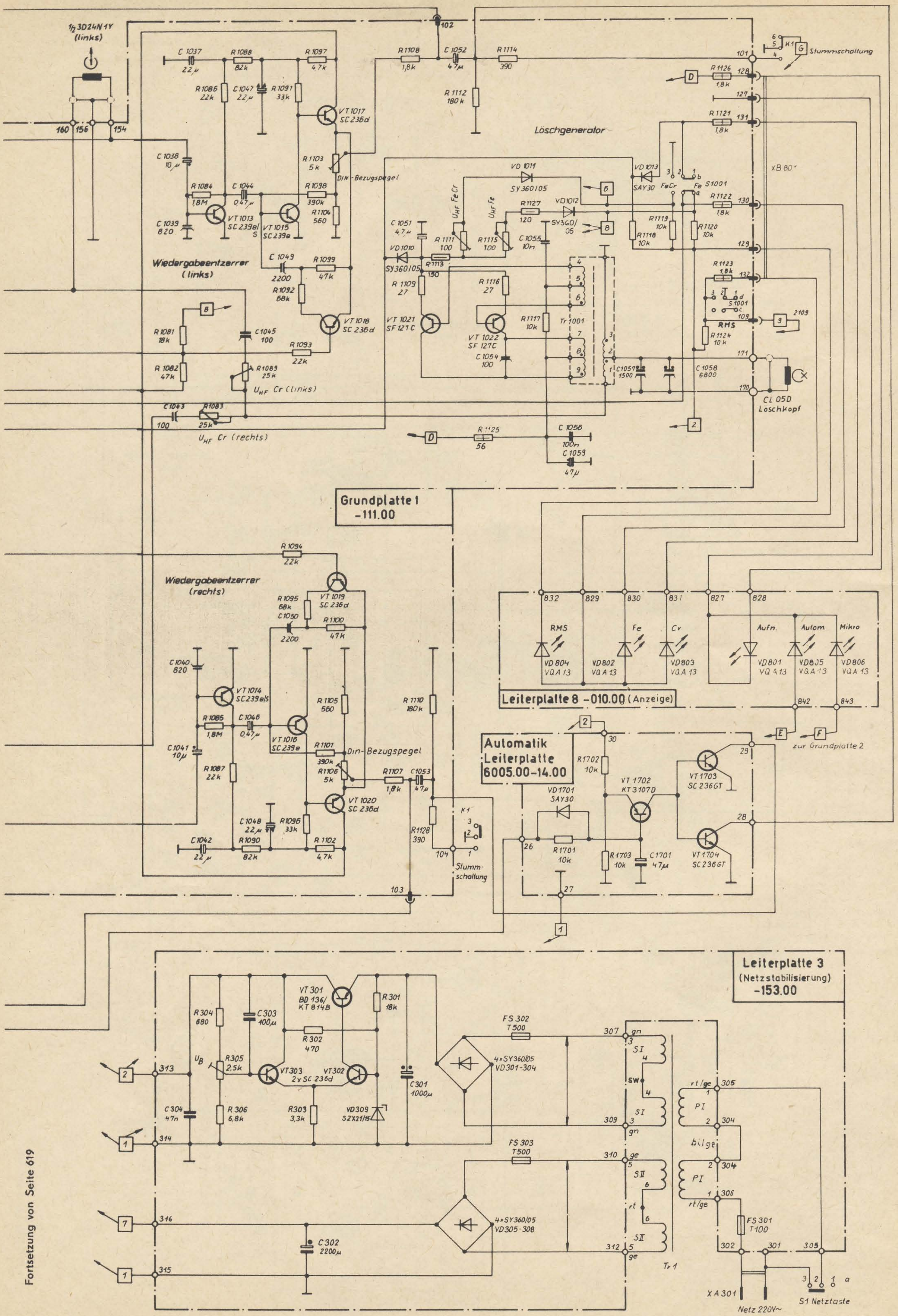
Fortsetzung auf Seite 618



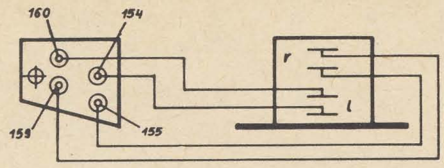
Fortsetzung von Seite 617



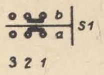
Fortsetzung auf Seite 620

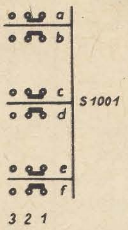


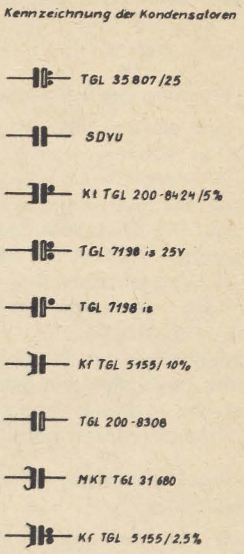
Fortsetzung von Seite 619



Anschlüsse am AW-Kopf



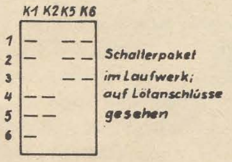




Schalterfunktionen am Laufwerk

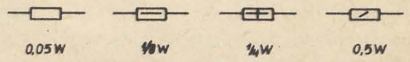
Betätigte LW-Taste / Schalter	Keine Taste betätigt	Wiedergabe	Pause	Pause Wiedergabe	Aufnahme	Aufnahme Wiedergabe	Pause Aufnahme Wiedergabe	Schn.Vorlauf	Schn.Rücklauf	Schn.Vorlauf Wiedergabe (Cu	Schn.Rücklauf Wiedergabe (Review)
K1	1-2 4-5	5-6	1-2 4-5	1-2 4-5	1-2 4-5	5-6	1-2 4-5	1-2 4-5	1-2 4-5	1-2 4-5	1-2 4-5
K2		4-5		4-5		4-5	4-5	4-5	4-5	4-5	4-5
K4	1-2		1-2		1-2			1-2	1-2		
K5	Keine Kassette eingelegt: 2-3 CrO_2 -Kassette eingelegt: 2-3 Fe -Kassette eingelegt: 1-2										
K6	Löschsicherung an der Kassette entfernt und Kassette eingelegt: 2-3 Löschsicherung an der Kassette nicht entfernt und Kassette eingelegt: 1-2										
K7	2-3	2-3	2-3	2-3	1-2	1-2	1-2	2-3	2-3	2-3	2-3

(Jn der Tabelle sind die jeweils geschlossenen Schalterkontakte angegeben!)



K3 - 9-Segmentscheibe am Aufwickeldorn zur Auslösung der Bandendabschaltung
K4 - Am Laufwerk vorne
K7 - Am Laufwerk vorne

Belastbarkeit der Widerstände



Schalterfunktionen am LW (entspr. Tabelle)

„Gezeichnete Schalterstellung: Aufnahme; CrO_2-Kassette eingelegt; Rdf.-Eingang; Automatik aus; RMS aus. Gleichspannungen mit MV 40 gegen Masse gemessen. Bei Gleichspannungsmessungen an der Aufnahme pegelautomatik bzw. dem RMS sind diese Baugruppen einzuschalten und der Aufnahme-Pegel-Regler ist in Linksanschlag zu bringen."

Angabe der Schalt- und Betriebsspannungen

1	⊥	4	U_W	7	U_L = 10V
2	U_B = 18V	5	U_{RF}	8	U_{Fe}
3	U_A	6	U_{FeCr}	9	U_{RMS}

Technische Daten

Allgemeine Angaben und Betriebsbedingungen

Geräteklasse	HiFi-Stereokassetten-Heimtonbandgerät der Klasse II S nach TGL 27 616/02 und TGL 28 660 04
Betriebsspannung	220 V
Leistungsaufnahme	etwa 15 VA
Gehäuseabmessungen	400 mm × 310 mm × 112 mm
Masse	5,5 kg
Verwendbare Magnetbandsorten	Chromdioxid (CrO_2)-Magnetband (zum Erreichen der HiFi-Qualität des Gerätes) Eisenoxid (Fe_2O_3)-Magnetband Eisenchrom (FeCr)-Magnetband

Bedienelemente

Schiebetaste als getrennter Netzschalter
Schiebetastenschalter für
- FeCr-Magnetband
- Rauschminderungssystem
- Aufnahmepegelautomatik
- Pause

Tastenschalter am Zählwerk für
- Nullstellung
- Memory

Drucktasten (Laufwerkbedienung) für
- schnellen Rücklauf/Review (rastend ohne Review)
- Aufnahme
- Stopp/Kassettenauswurf
- Wiedergabe
- schneller Vorlauf/Cue (rastend ohne Cue)

Tandem-Drehsteller für
- Aufnahmepegel
- Aufnahme-Balance
- Lautstärke des Kopfhörerausganges

Anschlußmöglichkeiten

Rundfunk (Geräterückseite/Überspielkabel)
Fono 1 oder Tonbandgeräteeingang (Geräterückseite)
Stereomikrofon oder linkes Mikrofon oder Fono 2 (Gerätevorderseite)
Monomikrofon oder rechtes Mikrofon (Gerätevorderseite)
Kopfhörer (Gerätevorderseite)

optische Anzeigen

2 Instrumente zur Anzeige des Aufnahme- bzw. Wiedergabepegels rechter und linker Kanal
Instrumentenbeleuchtung als Netzanzeige
Lichtemitterdioden für
- Aufnahmepegelautomatik
- Rauschminderungssystem
- Fe-Magnetband
- Cr-Magnetband
- Aufnahme
- Mikrofon

Besonderheiten

aufnahme- und wiedergabeseitig wirkendes Rauschminderungssystem
abschaltbare Aufnahmepegelautomatik
automatische Umschaltung zwischen Fe- und Cr-Magnetband
Cue bzw. Review (Mithören bei schnellem Vor- bzw. Rücklauf, wenn gleichzeitig die Wiedergabetaste in Verbindung mit dem schnellen Vor- bzw. Rücklauf betätigt wird)
dreistelliges Bandlängenzählwerk mit Nullkontakt (Memory)
automatische Bandendabschaltung bei allen Funktionen
Mithörkontrolle über Stereokopfhörer
Pausenschaltung
Stummschaltung während der Startzeit des Magnetbandes
Modultechnik

Hauptkennwerte

Arbeitsgeschwindigkeit	4,76 cm/s
Abweichung der mittleren Arbeitsgeschwindigkeit vom Sollwert	≦ 1,5%
Gleichlauffehler	≦ 0,2%
Umwickelzeit (K 60)	≦ 90 s
Ansprechzeit der Bandendabschaltung	≦ 2 s
Übertragungsbereich für Wiedergabe und über Band (Toleranzfeld nach TGL 27 616/02)	40...14 000 Hz
Klirrkoeffizient bei Betriebsaufzeichnungspegel	k_3 ≦ 3% k_2 ≦ 1%
Übersprechdämpfung bei 1 kHz	≧ 26 dB
Löschdämpfungsmaß bei 1 kHz	≧ 65 dB
Nebenspurdämpfungsmaß bei 1 kHz	≧ 60 dB
Fremdspannungsabstand über Band	≧ 48 dB
Geräuschspannungsabstand	
mit RMS	≧ 54 dB
ohne RMS	≧ 48 dB
Eingangsspannungsbedarf zum Erreichen des Betriebsaufzeichnungspegels	
Rundfunkeingang	≦ 1,6 mV (R_E = 22 kΩ)
Fonoeingang	≦ 100 mV (R_E = 1,5 MΩ)
Mikrofoneingang (niederohmiges Mikrofon)	≦ 0,16 mV (R_E = 2,5 kΩ)
Ausgangsspannungen bei Wiedergabe des Betriebsaufzeichnungspegels	
linearer Ausgang	775 mV (R_Q = 12 kΩ)
Kopfhörer-Ausgang	3 V (R_Q = 30 Ω)
Nennlastwiderstand des Kopfhörerausganges R_{LN}	400 Ω

Der Netzteil ist mit Transformator, Gleichrichter, Sieb- und Stabilisierungsschaltungen, die auf einer Leiterplatte montiert sind, eine Einheit.

Beschreibung der Baugruppen

Um gute elektroakustische Parameter erreichen zu können, wurden für Aufnahme- und Wiedergabetrakt separate, für die jeweilige Aufgabe optimierte Verstärker eingesetzt. Die Umschaltungen zwischen den Funktionen Aufnahme und Wiedergabe, die Bandsortenumschaltung und die Einschaltung des Rauschminderungssystems erfolgen elektronisch, die Umschaltung des Magnetkopfes über ein Relais.
Bei der nachfolgenden Schaltungsbeschreibung wird – soweit Kanalgleichheit besteht – nur auf den linken Kanal eingegangen.

Wiedergabeentzerrerverstärker (Grundplatte 1)

Durch den Wiedergabeverstärker erfolgen die Anpassung des Magnetkopfes an die Elektronik und die frequenzabhängige Verstärkung der im Magnetkopf induzierten Spannung bis auf den für den RMS-Modul benötigten Pegel.
Durch die erste Verstärkerstufe (VT_{1013}) wird die Anpassung des Magnetkopfes erreicht, und durch C_{1039} erfolgt in Verbindung mit der Induktivität des Magnetkopfes eine Kompensation der Höhenverluste. Die vorliegende Parallelresonanz hat ihre Resonanzfrequenz zwischen 15 kHz und 20 kHz und realisiert bei 12,5 kHz eine Höhenanhebung von etwa 3...4 dB.
Der spannungsgegengekoppelte zweistufige Verstärker (VT_{1015}, VT_{1017}) realisiert die Frequenzentzerrung entsprechend der jeweiligen Normzeitkonstante. Die Frequenzentzerrung erfolgt im Gegenkopplungszweig für

$\tau = 3180\,\mu s$ (Tiefenzeitkonstante) mit C_{1049} und R_{1098}

$\tau = 120\,\mu s$ (Höhenzeitkonstante für Fe_2O_3-Magnetband) mit der Reihenschaltung C_{1049}, R_{1099}

$\tau = 70\,\mu s$ (Höhenzeitkonstante für CrO_2- und FeCr-Magnetband) mit der Reihenschaltung C_{1049}, R_{1099} parallel R_{1092}, wobei R_{1092} durch den Schalttransistor VT_{1018} zugeschaltet wird.

Mit R_{1103} wird der für den RMS-Modul notwendige Pegel eingestellt. In den Betriebsarten Cue, Review, Umspulen, Pause und Stopp wird durch Masseschaltung von R_{1114} eine Stummschaltung realisiert, die die Ausgangsspannung des Wiedergabeverstärkers um etwa 20 dB dämpft. (Cue bzw. Review: Mithören bei schnellem Vor- bzw. Rücklauf, wenn gleichzeitig die Wiedergabetaste in Verbindung mit dem schnellen Vor- bzw. Rücklauf betätigt wird.)

Rauschminderungssystem(RMS)-Modul (Leiterplatte 6)

Die Wirkungsweise des RMS beruht auf einer aufnahmeseitigen Kompression und einer wiedergabeseitigen Expansion von leisen Passagen in einem Frequenzbereich, dessen Bandbreite sich pegelabhängig verändert.
Die Systemparameter sind pegel- und frequenzabhängig und verändern sich automatisch so, daß das System den natürlichen Verdeckungseffekt während der Wiedergabe ergänzt. Zur Kompression und Expansion kann die gleiche Schaltung benutzt werden. Sie wird je nach Funktion zwischen Aufnahme und Wiedergabe umgeschaltet. Das Eingangssignal durchläuft zwei Kanäle, von denen einer (Hauptkanal) Amplitude und Phase nicht beeinflußt und der andere (Nebenkanal) nur den Signalanteil durchläßt, der durch Rauschen beeinflußt wird. Der Nebenkanal entspricht der Gegebenheit, daß Rauschstörungen besonders in einem Bereich oberhalb 1 kHz und nur bei niedrigen Pegeln besonders stark empfunden werden.
In einer Additionsstufe werden bei Aufnahme die Ausgangspegel der beiden Kanäle addiert, und bei Wiedergabe wird der Nebenkanal vom Hauptkanal (unverändertes Eingangssignal) subtrahiert. Auf Grund der Verwendung der gleichen Schaltung bei Aufnahme und Wiedergabe ist eine komplementäre Anordnung gewährleistet, und das Nutzsignal kann in seiner ursprünglichen Form, jedoch mit vermindertem Rauschen, wiedergewonnen werden.

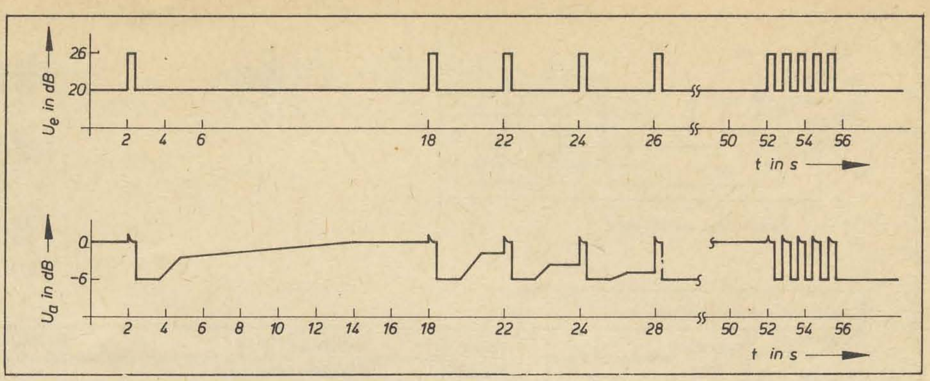


Bild 3: Verhalten der Aufnahmepegelautomatik

Hauptkanal

Der Hauptkanal im eigentlichen Sinne wird durch die Verstärkerstufe mit VT_{601} gebildet, die lediglich eine frequenzlineare Verstärkung realisiert. Außerdem ist dem Hauptkanal die Summiermatrix zugeordnet. Die Summation aus Haupt- und Nebenkanal erfolgt über den gemeinsamen Arbeitswiderstand R_{626} der Transistoren VT_{601} und VT_{606}. Der Impedanzwandler mit VT_{609} dient zur Entkopplung des Summationspunktes und stellt eine niederohmige Quelle der Ausgangsspannung des RMS dar.
Das über C_{609} an der Basis von VT_{606} liegende Diodennetzwerk VD_{605} unterdrückt ein Überschwingen und vermeidet somit Einwirkungen auf das Gesamtsignal bei sehr schnellen Signalveränderungen. Mit VD_{606}, VD_{607}, R_{623} wird das elektronische Abschalten des RMS realisiert, indem die Basis von VT_{606} wechselstrommäßig an Masse gelegt wird. Die Umschaltung zwischen Kompression und Expansion erfolgt ebenfalls elektronisch mit R_{606}, VD_{602} und R_{608}, VD_{603}. Dabei erfolgt die Ansteuerung des Nebenkanals bei Kompression vom Eingangssignal des Hauptkanals (Emitter VT_{601}) und bei Expansion vom Ausgangssignal des Hauptkanals (über R_{637}). Dadurch wird die notwendige Phasenverschiebung von 180° realisiert. Entscheidend für eine komplementäre Wirkungsweise des RMS ist weiterhin, daß diese beiden Signalpegel gleich groß sind. Durch R_{605}, C_{602} und R_{607}, C_{603} werden Krachgeräusche beim Umschalten unterdrückt.

Nebenkanal

Der Nebenkanal besteht aus einem frequenz- und pegelabhängigen Begrenzerverstärker. Einer Filterbaugruppe mit dem gesteuerten Hochpaß folgt ein Signalverstärker, von dessen Ausgang einmal die Summation und zum anderen der nachfolgende Regelspannungsverstärker angesteuert werden.
Nach dem Regelspannungsverstärker erfolgt durch Gleichrichtung und Integration die Aufbereitung des Steuersignals für den im gesteuerten Hochpaß eingesetzten MOSFET.
Die Filterbaugruppe besteht aus einem festen Hochpaß ($f_g = 1{,}6$ kHz) mit C_{604} (Aufnahme) bzw. C_{605} (Wiedergabe) und R_{609} sowie einem variablen Hochpaß mit C_{606}, R_{613} und dem Drain-Source-Widerstand (R_{DS}) des MOSFET VT_{602}. Während bei kleinen Eingangspegeln ($U_e \leq -40$ dB) nur der feste Hochpaß wirkt, wird bei größeren Eingangspegeln ($U_e > -40$ dB) der R_{DS} des MOSFET (und damit der variable Hochpaß) so verändert, daß eine Begrenzerwirkung über Pegel und Frequenz eintritt.
Die Vorspannungserzeugung für den MOSFET und den nachfolgenden Signalverstärker wird mit der Z-Diode VD_{604} aus der Betriebsspannung abgeleitet. Diese Schaltung enthält eine spezielle Temperaturkompensation mit R_{614}, R_{615}, VT_{603}. Die Arbeitspunkteinstellung auf der R_{DS}-Kennlinie erfolgt mit R_{611}. Der Kondensator C_{607} trennt den MOSFET gleichspannungsmäßig ab. Mit C_{616} werden die Fußpunkte des R_{609} und des MOSFET wechselspannungsmäßig an Masse gelegt.
Der Signalverstärker sorgt für eine frequenz- und phasenlineare Verstärkung der Filterausgangsspannung und wird mit Hilfe eines Verstärkers in Komplementärschaltung (VT_{604}, VT_{605}) realisiert. VT_{604} erhält seine Vorspannung über R_{609} und R_{613}. Die Verstärkung ist mit R_{618} und R_{619} fest eingestellt. Vom Ausgang werden der Regelspannungsverstärker und die Summiermatrix angesteuert. Das betrifft neben dem Signal auch die Gleichspannung für die Arbeitspunkte.
Der Regelspannungsverstärker, bestehend aus einem Komplementärverstärker mit VT_{607} und VT_{608}, verstärkt die Ausgangsspannung des Signalverstärkers auf einen Wert, der nach Gleichrichtung eine solche Regelspannung ergibt, daß R_{DS} den vorgeschriebenen Dämpfungsverlauf erreichen kann.
Während bei tiefen Frequenzen die Verstärkung durch R_{631} und R_{629} bestimmt wird, wird oberhalb 1,5 kHz eine frequenzabhän-

gige Verstärkung (C_{610}, C_{611}) wirksam, die der RMS-Charakteristik entsprechend die Kompressionswirkung begrenzt. Bei etwa 16 kHz wird durch R_{630} der Verstärkungsanstieg begrenzt und oberhalb etwa 20 kHz mit C_{611} wieder abgesenkt, damit Frequenzen außerhalb des Übertragungsbereiches keine Regelwirkung erzeugen.

Die Erzeugung der Steuerspannung zur Ansteuerung des MOSFET erfolgt durch Gleichrichtung der Ausgangsspannung des Regelspannungsverstärkers mit VD_{608}, R_{634} und C_{613}. Auf Grund des geringen Innenwiderstandes des Regelspannungsverstärkers wird bei schnellen Pegeländerungen sofort eine Regelgröße erzeugt und die Ladespannung über C_{613} verändert. Die erzeugte Steuerspannung hat Spitzenwertcharakteristik.

Aufnahmevorverstärker (Grundplatte 2)

Als Signaleingänge sind drei fünfpolige Diodenbuchsen und ein Kabel mit fünfpoligem Stecker vorgesehen, an denen folgende Quellen angeschlossen werden können:

Stereomikrofon	Buchse XB_{2001} (1 und 4)
Fono 2	Buchse XB_{2001} (3 und 5)
Mikrofon links	Buchse XB_{2001} (1)
Mikrofon rechts	Buchse XB_{2002} (1)
Monomikrofon	Buchse XB_{2002} (1)
Fono 1	Buchse XB_{2004} (3 und 5)
Rundfunk	Kabel mit Stecker (1 und 4)

Die mit den Buchsen XB_{2001} und XB_{2002} gekoppelten Schalter S_{2001}, S_{2002} schalten die Eingänge automatisch so um, daß die vorderen Buchsen Vorrang haben. Die Anpassung der verschiedenen Signalquellen an den zweistufigen Eingangsverstärker (VT_{2001} und VT_{2003}) erfolgt über unterschiedliche Widerstände am Eingang des Verstärkers. Da diese Anpassungswiderstände mit in die Verstärkung eingehen, ergibt sich je nach gewähltem Eingang eine angepaßte Spannungsverstärkung.

Der Ausgangswiderstand dieses Verstärkers wird nahezu ausschließlich durch R_{2019} gebildet. Dieser wirkt somit gleichzeitig als Längswiderstand des Stellgliedes der Aufnahmepegelautomatik. Über die Pegelregelung wird das Aufnahmesignal einem zweiten Verstärker (Komplementärverstärker mit VT_{2005}, VT_{2007}) zugeführt, der die relativ geringe Ausgangsspannung der Pegelregelung (etwa 3,7 mV) so verstärkt, daß über den Balanceregler und das Pilottonfilter die erforderliche Spannung zur Ansteuerung des RMS (107 mV) erreicht wird. Der Verstärkereingang ist mit C_{2009}, R_{2028}, R_{2031} und C_{2013} so dimensioniert, daß sich einmal eine geringe Tiefenanhebung (etwa 1,5 dB bei 40 Hz) zur Linearisierung des Frequenzganges über Band ergibt und zum anderen eine definierte untere Grenzfrequenz vorliegt (steiler Abfall unterhalb 30 Hz). C_{2019} dient der Unterdrückung hochfrequenter Schwingungen.

Aufnahmepegelautomatik-Modul (Leiterplatte 4)

Die hier eingesetzte Aufnahmepegelautomatik (APA) gewährleistet optimales Einschwing- und Ausregelverhalten sowie einen hohen Regelbereich. Durch den Pegelregler R_1 kann auch bei Automatikbetrieb der Pegel ein- bzw. ausgeblendet werden. Bei herkömmlichen Schaltungskonzepten wurde der Regelkreis der APA aus Stellglied, Aufnahmeentzerrer und Steuerspannungsgewinnung gebildet. Von diesem Konzept mußte im vorliegenden Gerät abgegangen werden, da sich vor dem Aufnahmeentzerrer das RMS in den Signalweg einfügt, das ebenfalls einen Regelkreis besitzt, und eine unabhängige Arbeitsweise beider Regelkreise nicht gewährleistet wäre. Bei der vorliegenden APA handelt es sich um einen unabhängig von anderen Baugruppen arbeitenden Regelverstärker, der die Steuerspannung für das Stellglied sofort aus der Ausgangsspannung des Stellgliedes ableitet, s. dazu Bild 3.

Das Stellglied der APA ist ein veränderlicher Spannungsteiler, bestehend aus dem Ausgangswiderstand des Eingangsverstärkers R_{2019} (konstanter Längswiderstand) und den antiparallelgeschalteten Dioden VD_{401} bzw. VD_{402} (veränderlicher Querwiderstand). Zur Kompensation des Übersprechens der Steuerspannung auf den Ausgang des Stellgliedes erfolgt eine symmetrische Ansteuerung der Dioden über die beiden zweistufigen invertierenden Verstärker mit VT_{409}, VT_{407} ($V = -0{,}1$) und VT_{404}, VT_{401} ($V = -1$).

Die Diodenpaare VD_{403}, VD_{404} dienen lediglich der Potentialanpassung. Die Verstärkerstufe mit dem MOSFET VT_{411} sorgt für einen hochohmigen Steuerspannungseingang des Stellgliedes.

Die Frequenzbewertung, die die verminderte Aussteuerbarkeit des Bandes bei hohen Frequenzen berücksichtigt, wird durch R_{401}, C_{401} in Verbindung mit dem nachfolgenden zweistufigen Verstärker (VT_{402}, VT_{405}) realisiert. Die Signalspannung am Ausgang des Stellgliedes wird frequenzbewertet verstärkt, um den nachfolgenden Gleichrichter ansteuern zu können (Grundverstärkung etwa 20 dB; Verstärkung bei 10 kHz etwa 30 dB).

Die Gleichrichterschaltung zur Erzeugung der Steuergleichspannung muß so ausgelegt sein, daß im gesamten Regelbereich eine möglichst große Stabilität der Ausgangsspannung der APA erreicht wird. Das kann mit einer nahezu idealen Knickkennlinie erreicht werden, die in diesem Fall durch eine aktive Gleichrichterstufe (VT_{408}) mit hoher Verstärkung im Durchlaßbereich realisiert wird, deren Knickpunkt mit R_{421} eingestellt werden kann. Über VD_{409} wird das Maximum der gleichgerichteten Spannungen vom linken und rechten Kanal ausgewählt und dem Impedanzwandler VT_{413} zugeführt. C_{410} unterdrückt hochfrequente Schwingungen und verlängert gleichzeitig die von der Gleichrichtung abgegebenen kurzen Nadelimpulse, womit ein schnelleres Einregeln ermöglicht wird.

Das optimale Zeitverhalten der APA wird durch die Impedanzwandlerstufen VT_{413} und VT_{412} realisiert. Für das Kurzzeitverhalten sind dabei die beiden Speicherkondensatoren C_{408} und C_{409} verantwortlich, deren speziell dimensionierte Lade- und Entladezeitkonstanten mit den Bauelementen VT_{413}, R_{433}, VD_{407}, VD_{408}, R_{434}, VD_{406} und R_{429} realisiert werden.

Speicherkondensator für das Langzeitverhalten ist C_{407}. Seine Lade- und Entladezeitkonstante wird insbesondere durch VT_{412}, R_{432}, VD_{406}, R_{430} und R_{429} bestimmt. Für Mikrofonbetrieb wird die Entladezeitkonstante über die Schaltdiode VD_{405} und R_{431} auf ein Zehntel verringert. Die größere der beiden gespeicherten Spannungen (über C_{407} bzw. C_{408} oder C_{409}) wird über VD_{406}, R_{430}, R_{429} ausgewählt und dem Stellgliedeingang (VT_{411}) zugeführt.

Zur Verbesserung des Einschaltverhaltens bzw. zur Verminderung von Einschwingvorgängen, mit Wirkung auf die APA, wird die Betriebsspannung der Gleichrichterstufen (VT_{408}, VT_{410}) und der Stellgliedeingangsstufe (VT_{411}) mit den Bauelementen R_{435}, C_{412} und VT_{414} verzögert angelegt. Über R_{436} und VD_{410} wird die Betriebsspannung von kritischen Stufen der APA zusätzlich stabilisiert. C_{411} und C_{413} dienen der Betriebsspannungssiebung.

Pilottonfilter-Modul (Leiterplatte 5)

Da nicht bei allen Rundfunkgeräten eine ausreichende Unterdrückung des Pilottones und des Differenzsignales gewährleistet ist,

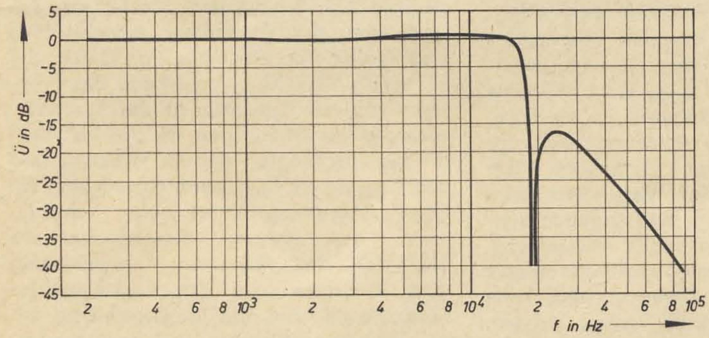


Bild 4: Übertragungskurve des Pilottonfilters

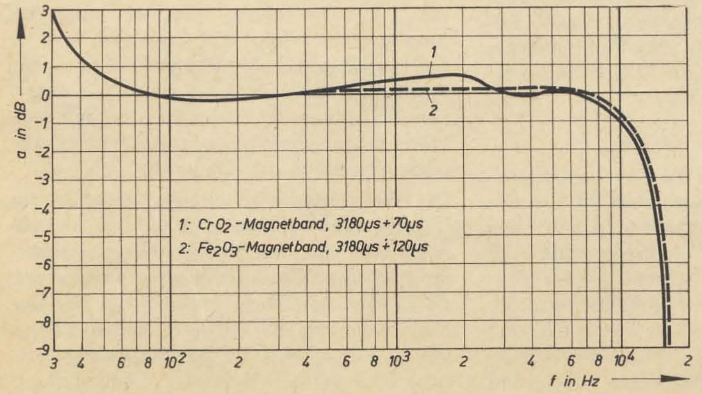


Bild 5: Wiedergabefrequenzgang über HiFi-Bezugsband

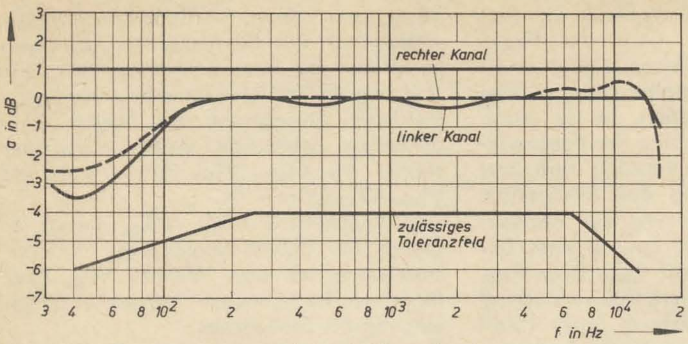


Bild 6: Uber-Band-Frequenzgang bei CrO_2-Magnetband

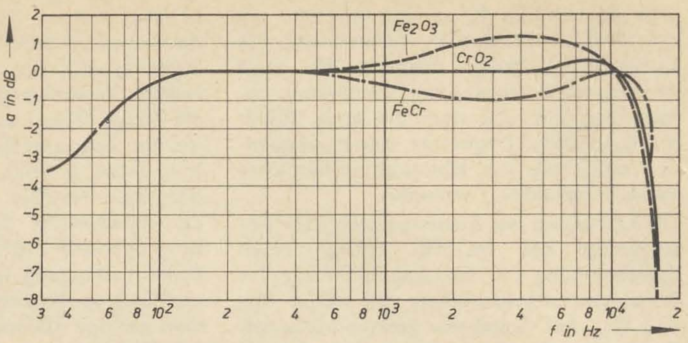


Bild 7: Uber-Band-Frequenzgang bei verschiedenen Bandtypen

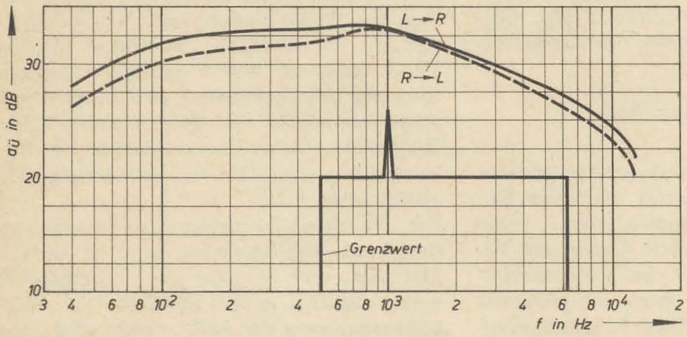


Bild 8: Ubersprechdämpfung zwischen den Kanälen

dies aber für die exakte Arbeitsweise des RMS unbedingt erforderlich ist, muß im Kassettengerät eine zusätzliche Dämpfung dieser Frequenz vorgenommen werden. Diese Aufgabe übernimmt das Pilottonfilter, an das zusätzlich die Forderung gestellt wird, möglichst keinen Einfluß auf den NF-Übertragungsbereich auszuüben.
Der Impedanzwandlerstufe mit VT_{501} schließt sich ein aktives RC-Tiefpaßfilter dritten Grades mit dem Emitterfolger VT_{503} und den Bauelementen R_{509}, C_{505}, R_{511}, R_{507}, R_{513}, C_{509}, R_{515} an.
Die gleiche Schaltungsart liegt auch der folgenden aktiven 19-kHz-Bandsperre mit dem Emitterfolger VT_{505} zugrunde. Das Filter wird von einem Doppel-T-RC-Glied (R_{517}, C_{513}, C_{514}, R_{521} und C_{511}, R_{519}, R_{522}, C_{517}) sowie einem einfachen Tiefpaß (R_{525}, C_{519}) in Verbindung mit VT_{505} gebildet. Mit R_{522} und R_{531} erfolgt der Abgleich der Bandsperre auf 19 kHz. Das gesamte Pilottonfilter hat bis 16 kHz einen nahezu linearen Frequenzverlauf, s. Bild 4.
Mit der Gleichspannung am Ausgang (Emitter VT_{505}) wird gleichzeitig der Eingang des RMS elektrisch eingeschaltet. Am Eingang des Pilottonfilters liegt der Balanceregler R_2.

Aufnahmeentzerrerverstärker (Grundplatte 1)

Das aufzunehmende Signal gelangt über Aufnahmevorverstärker, Pilottonfilter sowie RMS auf den Aufnahmeentzerrerverstärker und steuert über einen Aufnahmenachverstärker den Magnetkopf an.
Der Aufnahmeentzerrer, der den für linearen Über-Band-Frequenzgang notwendigen Übertragungsverlauf realisiert (s. Bilder 6 und 7), besteht aus einem einstufigen Verstärker (VT_{1001}), der mit einer frequenzabhängigen Gegenkopplung arbeitet. Das Gegenkopplungsnetzwerk ist ein unsymmetrisches, bedämpftes Doppel-T-RC-Netzwerk, bestehend aus R_{1013}, R_{1005}, R_{1008}, C_{1009}, R_{1017}, C_{1006}, R_{1009}, C_{1012}. Das aus R_{1001}, R_{1002}, C_{1001} bestehende Netzwerk dient zur Anhebung im mittleren Frequenzbereich.

Die Bandsortenumschaltung (Verringerung der Ansteuerung des Magnetkopfes bei Fe_2O_3- und FeCr-Magnetband) erfolgt durch elektronisch umschaltbare Spannungsteiler nach dem Entzerrerverstärker. Dabei dienen R_{1020} als Längswiderstand und R_{1032} (bei FeCr-Magnetband) bzw. R_{1035} (bei Fe_2O_3-Magnetband) als Querwiderstände, die entsprechend der an VD_{1002} anliegenden Schaltspannung über C_{1019} bzw. C_{1020} an Masse liegen. Bei CrO_2-Magnetband sind beide Dioden (VD_{1002}) gesperrt.

Die Kopplung an den Aufnahmenachverstärker erfolgt über VD_{1004}, die als Doppeldiode ausgebildet ist und in Verbindung mit R_{1040} bei Wiedergabe den Signalweg elektronisch unterbricht (Längsdiode wird gesperrt). Somit können NF-Reste über den Nachverstärker und über Schaltkapazitäten nicht auf den Wiedergabekopf gelangen.

Der Nachverstärker, der den Magnetkopf über den aufgeteilten Linearisierungswiderstand R_{1071} und R_{1075} (C_{1033} leitet HF-Reste gegen Masse ab) ansteuert, ist zur Erreichung einer hohen Ansteuerbarkeit als Komplementärverstärker ausgeführt. Der Eingangwiderstand des Verstärkers wird fast ausschließlich vom Basisspannungsteiler R_{1045}, R_{1046} bestimmt. Die Verstärkung, die durch das Gegenkopplungsnetzwerk R_{1060}, R_{1057} und R_{1061} bestimmt wird, kann mit R_{1061} von 3,5...12 dB variiert werden. R_{1052} und C_{1003} dienen der Betriebsspannungssiebung, C_{1027} übernimmt die HF-Siebung. Die Umschaltung des Magnetkopfes zwischen Aufnahme und Wiedergabe erfolgt durch das Relais K_{1001}.

Anzeigeverstärker (Grundplatte 1)

Der Anzeigeverstärker mit den Transistoren VT_{1003}, VT_{1005} und VT_{1008} realisiert für das Instrument einen Anzeigebereich von etwa −30...+6 dB. Die Gleichrichterstufe mit VT_{1003} entspricht der bereits bei der Aufnahmepegelautomatik beschriebenen; ihr Knickpunkt wird mit R_{1037} so eingestellt, daß näherungsweise der Instrumenten-Nullpunkt erreicht wird. Über VD_{1005}, VT_{1005} und R_{1048} wird C_{1025} auf den Spitzenwert der Eingangsspannung aufgeladen. Damit C_{1025} vorrangig über R_{1043} entladen wird, erfolgt die Ansteuerung des Instrumentes über den Impedanzwandler mit VT_{1008}. R_{1076} dient als Vorwiderstand des Instrumentes.
Durch Stromgegenkopplung auf die Basis des Gleichrichtertransistors wird dessen Schwellspannung und damit der Knickpunkt der Kennlinie in Abhängigkeit von der Ausgangsgleichspannung verschoben, um eine nichtlineare Kennlinie der Anzeigeschaltung zu erhalten. Während für kleinere Eingangsspannungen die Gegenkopplung hauptsächlich über R_{1053} erfolgt, wird für mittlere Eingangsspannungen ein zusätzlicher Gegenkopplungsstrom über R_{1063} und die dann leitend werdende Diode VD_{1008} wirksam, so daß ein Knickpunkt der Anzeigecharakteristik erreicht wird. Mit R_{1023} wird die notwendige Eingangsspannung zur Anzeige des Betriebsaufzeichnungspegels (0-dB-Marke) eingestellt.

Lösch- und Vormagnetisierungsgenerator (Grundplatte 1)

Der hier eingesetzte, induktiv rückgekoppelte Gegentaktoszillator zeichnet sich besonders durch geringe Bauelementeanzahl, niedrigen Klirrfaktor, hohen Wirkungsgrad und Kurzschlußfestigkeit am Übertragerausgang aus. Die Kollektorströme der beiden Transistoren VT_{1021} und VT_{1022} werden am Anschluß 8 des Übertragers (Tr_{1001}) eingespeist. Die Basisströme, die für das Anschwingen des Generators verantwortlich sind, fließen über R_{1117} zum Anschluß 5, der HF-mäßig über C_{1055} an Masse liegt. Belastet wird der Generator an der Sekundärwicklung des Übertragers mit der Induktivität des Löschkopfes, die der Wicklung 2–3 und C_{1057} sowie C_{1058} parallelgeschaltet ist. Diese Anordnung bildet einen Schwingkreis, auf dessen Resonanzfrequenz (102 kHz) der Generator synchronisiert wird. Zur Erzeugung des Vormagnetisierungsstromes wird die Löschspannung mit der Übertragerwicklung 1–2 hochtransformiert. Die Einstellung des Vormagnetisierungsstromes erfolgt mit R_{1083} und R_{1089} in der Betriebsart CrO_2-Magnetband für jedes Kopfsystem getrennt. C_{1043} und C_{1045} engen den Einstellbereich ein und verhindern eine Frequenzgangverfälschung des Aufnahmeentzerrers durch den Generator.

Die Bandsortenumschaltung bezüglich des Vormagnetisierungsstromes erfolgt elektronisch über eine Betriebsspannungsumschaltung in der Minusleitung des Generators, da dessen Amplitude proportional der Betriebsspannung ist. Mit den Dioden VD_{1010}, VD_{1011}, VD_{1012} wird die Bandsortenumschaltung und deren gegenseitige Entkopplung

realisiert, in dem bei Fe_2O_3-Band der Einsteller R_{1115} in Reihe mit R_{1113} und R_{1127}, bei FeCr-Band der Einsteller R_{1111} in Reihe mit R_{1113} in die Minusleitung der Betriebsspannung geschaltet werden und somit die entsprechende Vormagnetisierung eingestellt wird. HF-mäßig sind diese Widerstände mit C_{1051} überbrückt.
Die Gleichstromgegenkopplungswiderstände R_{1109} und R_{1116} verringern den HF-Klirrfaktor. C_{1054} verhindert Sekundärschwingungen des Generators im MHz-Bereich. R_{1125} in Verbindung mit C_{1056}, C_{1059} siebt die Betriebsspannung des Generators.

Kopfhörerverstärker-Modul (Leiterplatte 7)

Auch hier wurde der bereits mehrfach im Gerät verwendete Komplementärverstärker mit den Transistoren VT_{701} und VT_{703} zugrunde gelegt. Der Arbeitspunkt von VT_{703} garantiert eine symmetrische Begrenzung bei einem Lastwiderstand $R_{LN} = 400\,\Omega$.

Mit einer Aussteuerungsreserve von etwa 10 dB liegen bei Betriebsaufzeichnungspegel am Eingang etwa 250 mV. Mit dem Gegenkopplungsnetzwerk R_{705}, R_{709} ist die Verstärkung so eingestellt, daß sich bei Belastung mit R_{LN} eine Ausgangsspannung $> 2{,}8$ V ergibt.

Die Kopfhörerlautstärke kann mit dem Tandempotentiometer R_3 eingestellt werden.

Netzteil (Leiterplatte 3)

Dem Netzteil werden zwei Gleichspannungen entnommen. Das Laufwerk mit Magneten wird mit einer unstabilisierten Spannung von $U_L = +10{,}2$ V betrieben, die aus der Transformatorwicklung S II entnommen und durch VD_{305} bis VD_{308} gleichgerichtet am Ladekondensator C_{302} zur Verfügung steht.

Die Signalelektronik wird von einer stabilisierten Spannung $U_B = +18$ V mit einer Brummspannung $\leqq 1$ mV gespeist. Die dafür aus der Transformatorwicklung S I entnommene Spannung wird über VD_{301} bis VD_{304} gleichgerichtet und steht über dem Ladekondensator C_{301} als unstabilisierte Spannung von etwa 26 V zur Verfügung. Diese Spannung wird in einer strombegrenzenden Serienstabilisierungsschaltung (VT_{301}) mit einem durch eine Z-Diode (VD_{309}) stabilisierten Differenzverstärker (VT_{302}, VT_{303}) als Sollwertregler auf $U_B = +18$ V stabilisiert. Mit R_{305} wird U_B eingestellt.

R_{301} gewährleistet ein sicheres Startverhalten der Schaltung. R_{302} liefert den Strom für VD_{309}. C_{303} dient der Brummunterdrükkung, und C_{304} vermeidet hochfrequente Störungen.

Motorregelteil und Bandendabschaltung

Für den Antrieb des Laufwerkes sorgt ein Motor, dessen Drehzahl mit dem Motorregelteil stabilisiert wird. Dieser Regelteil kompensiert Belastungs- und Spannungsschwankungen innerhalb der vorgegebenen Toleranzen und gewährleistet eine konstante Drehzahl des Motors.

Der Transistor VT_1 steuert mit einem Differenzsignal, das aus dem mit P_1 eingestellten Grundsignal und dem an den Motorklemmen liegenden Kontrollsignal gewonnen wird, den Transistor VT_4. Mit VT_4 wird so die zur konstanten Drehzahl erforderliche Spannung geregelt.

Die Transistorstufen VT_2, VT_3 und VT_5 bilden die Bandendabschaltung.
Beim Anlegen der Betriebsspannung („Start") wird über den Widerstand R_7 durch den Ladestrom von C_2 ein Spannungsabfall erzeugt, der den Transistor VT_2 öffnet. Damit bleibt VT_3 gesperrt und der Zugmagnet abgefallen. Während sich die Aufwickelspule dreht, wird über den Drehschalter K_3 einmal der Kondensator C_1 über R_1 entladen und zum anderen C_1 parallel zu C_2 geschaltet. Durch das damit bedingte ständige Nachladen von C_2 ergibt der Spannungsabfall über R_7 einen Pegel, bei dem VT_2 mit Sicherheit im leitenden Zustand bleibt.
Hört die Drehung der Aufwickelspule auf, lädt sich C_2 innerhalb etwa einer Sekunde auf, und die an der Basis von VT_2 vorhandene Öffnungsspannung fällt unter den Kippegel des Triggers VT_2, VT_3. VT_2 wird gesperrt, VT_3 wird geöffnet, und der Magnet der Endabschaltung zieht an. C_2 wird dabei über R_{17} und den durchgesteuerten VT_5 entladen.
Sollte das Anziehen des Magneten das Laufwerk nicht in die Grundstellung gebracht haben, dann wird, beginnend mit dem Aufladen von C_2, der Vorgang so oft wiederholt, bis das Laufwerk in die Grundstellung geschaltet wird. Über die Diode D_{13} wird der Regelteil veranlaßt, die Motorspannung im Schaltmoment herabzuregeln.

Anlauf-Stummtastung (Automatik-Leiterplatte)

Mit dieser Schaltung werden die Ausgänge der Wiedergabeverstärker bei den entsprechenden Betriebsfunktionen für etwa eine Sekunde stummgetastet und somit Anlaufvorgänge des Laufwerkes unhörbar gemacht. Bei Zuschalten der Laufwerkbetriebsspannung gelangt diese gleichzeitig an den Anschlußpunkt 26 und lädt über R_{1701} den Kondensator C_{1701} auf. Nach Erreichen der Basis-Emitter-Schwellspannung von VT_{1702} sperren VT_{1701}, VT_{1703}, VT_{1704}, und der Wiedergabeverstärkerausgang wird aufgetastet.

Begrenzer-Modul (Leiterplatte 9)

Dieser Modul hat einmal die Aufgabe, die beim Einschalten der Netzspannung bzw. beim Umschalten zwischen Wiedergabe und Aufnahme an den Instrumenten vorhandenen Einschwingvorgänge zu bedämpfen und zum anderen die Instrumente vor Überlastung zu schützen. Die Transistoren VT_{200} und VT_{201} werden über die Entkoppeldiode VD_{200} und über zwei RC-Glieder durch die entsprechende Betriebsspannung (Wiedergabe oder Aufnahme) so angesteuert, daß sie im Schaltmoment durchgesteuert werden und somit die Instrumente bedämpfen. Die Zeitdauer der Bedämpfung wird durch die Ladezeitkonstante von C_{200} bzw. C_{201} bestimmt und beträgt etwa vier Sekunden.
Die Begrenzung (Überlastschutz) der Instrumente wird mit VD_{201} und R_{204}, R_{205} realisiert. Die Begrenzung setzt etwa bei Vollausschlag ein. Auf diesem Modul befindet sich weiterhin ein mit dem Zählwerk-Nullkontakt in Reihe liegendes RC-Glied R_{206}, C_{202}, das ein sicheres Anlaufen des Laufwerkes bei gedrückter Nullstopptaste und Zählwerkstellung 0 realisiert.

Aus der

Nachrichtentechnik Elektronik

Technisch-wissenschaftliche Zeitschrift für die gesamte elektronische Nachrichtentechnik

Heft 10 (1980)

■ **Betriebsmittelverwaltung bei der Kopplung von Mikrorechnern über ein gemeinsames Bussystem**
Multi-Mikrorechnersysteme sind u. a. dadurch gekennzeichnet, daß die einzelnen Rechner unterschiedliche Programme bzw. Teilprogramme parallel und i. allg. asynchron bearbeiten. Daraus ergibt sich die Notwendigkeit, geeignete Methoden zur Koordinierung ihrer Zugriffe auf gemeinsame Betriebsmittel zu entwickeln. Es werden einige der sich dabei ergebenden Probleme behandelt und Lösungsmöglichkeiten vorgestellt.

■ **Simulation analoger Grundstrukturen**
Mit modifizierten Giacoletto-Ersatzschaltbildern wurden verschiedene Operationsverstärker-Eingangsstufen simuliert. Die berechneten Amplituden- und Phasenfrequenzgänge lassen eine Relativwertung dieser Stufen zu. Die Simulationsergebnisse werden den Meßwerten von Teststrukturen gegenübergestellt und die im Kleinsignalverhalten günstigste Variante mit einer speziellen Teststruktur realisiert.

■ **Algorithmus zur rechnergestützten flächenhaften Grobdisponierung von Substrukturen eines Systems**

■ **Zum Problem der nichtbinären Informationsverarbeitung in großintegrierten Schaltungen**

■ **Anwendung eines einfachen U-880-Mikrorechners zur Steuerung einer Trennmaschine**
Aufbauend auf einem einfachen U-880-Einkarten-Mikrorechner wurde ein digitales Meßverfahren zur direkten Bestimmung der Hüllkurve von unbesäumten Brettern und zur Eingabe der Meßwerte in einen RAM-Speicher über U-855-PIO entwickelt. Der U-880-Mikrorechner steuert auf Grund der berechneten Werte der maximalen Brettfläche über U-855-PIO Schrittmotoren zur Einstellung der Trennparameter für das Brett. Der Gesamtkomplex Messung – Berechnung – Positionierung der Stellglieder läuft zyklisch ab und zeigt die unmittelbare Applikation mikroelektronischer Bauelemente an einem einfachen technologischen Prozeß.

■ **Digitale Informationstechnik 4 Systemtheorie der Abtastvorgänge (Fortsetzung)**

■ **Passive Prozeßanalyse mit varianzanalytischen Untersuchungen**

■ **Getaktetes Wartesystem mit zwei Warteschlangen unterschiedlicher Priorität am Beispiel der Vermittlungstechnik**

■ **Berechnung binärer Funktionen, Variante EC 1040**

■ **Berechnung der Elemente des Ersatzschaltbildes von Mikrowellen-Bipolartransistoren mit numerischer Optimierung**

■ **2. Internationales Seminar über statistische Nachrichtentheorie und ihre Anwendungen (SNT 80)**

■ **Magnetbandspeicherung auf der Intermag 1980**

■ **4. Internationales Frühjahrs-Seminar Elektronik-Technologie „elt 80"**

BESTELLSCHEIN

Die aufgeführten Bücher können Sie mit diesem Bestellschein im Inland beim örtlichen Buchhandel bestellen.

Expl.

Lebensdauerberechnung der Maschinenelemente
W. Gnilke
1. Auflage, 144 Seiten, 90 Bilder, 9 Tafeln
Leinen 13,00 Mark
Bestellnummer 552 818 3 ______

Digitale Bausteinsysteme für elektronische Steuerungen
REIHE AUTOMATISIERUNGSTECHNIK, Band 189
H. Gottschalk
1. Auflage, 72 Seiten, 41 Bilder, 8 Tafeln
Broschur 4,80 Mark
Bestellnummer 552 878 1 ______

Ingenieurtechnische Entscheidungen
Modellbildung und Steuerung mit Hilfe der Polyoptimierung
W. Peschel
1. Auflage, 168 Seiten, zahlreiche Bilder
Kunstleder 23,00 Mark
Bestellnummer 552 854 6 ______

Funktionseinheiten der Automatisierungstechnik
elektrisch pneumatisch hydraulisch
H. Töpfer, W. Kriesel
3., bearbeitete Auflage, 568 Seiten, zahlreiche Bilder
Kunstleder 40,00 Mark
Bestellnummer 552 851 1 ______

Transportieren und Lagern
C. Augusta
3., bearbeitete Auflage, 436 Seiten, 355 Bilder, 45 Tafeln
Pappband 16,50 Mark
Bestellnummer 552 814 0 ______

Darüber hinaus können Sie alle in diesem Heft angezeigten und rezensierten Bücher des VEB Verlag Technik ebenfalls mit diesem Vordruck bestellen.

______

Name, Vorname

______

Postleitzahl, Wohnort

______

Straße, Hausnummer

______

Datum, Unterschrift

Wir lernten kennen

Chromalux 2063 mit Ultraschallfernbedienung

Die Farbfernsehgeräte aus dem VEB Fernsehgerätewerke Staßfurt sind bereits seit Jahren bei den Kunden eingeführt, und auf der Basis einer Baugruppentechnik und der Nutzung neuer integrierter Schaltkreise sind von Typ zu Typ Verbesserungen eingeführt worden, die den Zielen eines erhöhten Bedienungskomforts und einer zuverlässigen Funktion dienen. Als erstes Gerät der Chromat-Reihe besitzt der Chromalux 2063 eine Ultraschallfernbedienung für Kanalwahl, Lautstärke, Helligkeit und Farbkontrast.
Das Gerät enthält eine Reihe von Automatiken, die dafür sorgen, daß einmal eingestellte Werte über längere Zeit – natürlich in ihrem jeweiligen Fangbereich – konstantgehalten werden. Zu nennen sind hier die Automatiken für Zeilenfang, Bildgrößenstabilisierung, Strahlstrombegrenzung, Entmagnetisierung der Lochmaskenröhre, Verstärkungsregelung und AFC.
Durch „kalte Technik", d. h. vorwiegend IS- und Halbleitereinsatz (98 Transistoren, 11 IS, 107 Dioden und Gleichrichter), wird eine Leistungsaufnahme von nur 160 W erreicht – ein Wert, der gegenwärtig unter dem Gesichtspunkt des Energieeinsparens von Bedeutung ist –, sicher kann man in Zukunft durch modernere Netzteilkonzepte und Ausfeilen der Ablenkschaltungen noch eine weitere Verringerung dieses Wertes erwarten.
Die Tonwiedergabe ist im Vergleich zu früheren Gerätefamilien wesentlich verbessert. Der Tonausgang liefert bis 4 W Musikleistung, jedoch wäre eine „HiFi-Auslegung" des Tonteiles, eventuell mit einem anschließbaren Zweitlautsprecher, bei dieser Geräteklasse eine wünschenswerte Erweiterung.
Die Netzspannung sollte im Bereich von 198...231 V liegen, da sonst die Lebensdauer nachteilig beeinflußt wird. Liegt die Netzspannung außerhalb des genannten Bereiches, so ist es vorteilhaft, das Gerät über einen Spannungskonstanthalter zu betreiben. Bei dem Testgerät, das mit einer Spannung von 220 V ± 2 % über einen elektronischen Konstanthalter betrieben wurde, waren in den etwa 250 Betriebsstunden kein Weglaufen der eingestellten Sender und keine Veränderung in der Farbsättigung oder Helligkeit festzustellen.
Die Ultraschallfernbedienung erfordert nochmals 15 Transistoren und 11 Dioden. Sie arbeitet im Frequenzbereich von 35 bis 46 kHz und wird von einer 9-V-Batterie gespeist. Diese besitzt eine ausreichend hohe Lebensdauer, da das Fernbediengerät nur eingeschaltet ist, wenn eine Sensortaste berührt wird.
Die mitgelieferte Beschreibung und die Serviceunterlagen sind ausreichend und verständlich.
Im Gerät sind die Baugruppen übersichtlich und servicefreundlich steckbar angeordnet. Leider nicht ganz so servicefreundlich ist der Aufbau des Fernbedienteiles, hier sind die Tasten in der einen Halbschale, die Transistoren mit gedruckter Leiterplatte in der anderen angeordnet. Allerdings ist hier auch eine Reparatur selten vonnöten.

Betriebserfahrungen

Das Fernsehgerät ist unkompliziert zu bedienen, die oben erwähnten Automatiken sorgen für eine hohe Stabilität der eingestellten Betriebsparameter. Die Kanaleinsteller lassen sich wegen ihrer Kleinheit etwas schwer bedienen. Nachdem jedoch die AFC-Taste gedrückt ist, kann man die Einsteller vergessen. Die direkte Kanalumschaltung wird mit Hilfe der acht Sensortasten am Gerät oder über die Fernbedienung sehr erleichtert, allerdings spricht die Kanalumschaltung bei Fernbedienung etwas schwer an, und es entsteht beim Start über die Fernbedienung ein relativ lauter Einschaltknack. Die anderen Elemente der Fernbedienung wie Lautstärke, Helligkeit und Farbe besitzen einen guten Regelbereich und reagieren leichtgängig auf Tastenberührung.

Eine Steuerung des Fernsehgerätes ist auch möglich, wenn der Fernsteuersender nicht in Richtung auf das Gerät gehalten wird. Bei einer Zimmergröße von etwa 20 m^2 ist von jedem Platz aus eine gute Steuerbarkeit gewährleistet. Bei trockenen Händen ist manchmal das Auslösen einer Sensortaste schlecht möglich, hier wären vielleicht andere Tastenprinzipien (wie bei Taschenrechnern) besser verwendbar, aber das ist kein gravierender Nachteil, denn in den meisten Fällen ist der auslösende Hautwiderstand niedrig genug. Auf rechtzeitiges Auswechseln der 9-V-Batterie ist zu achten, damit auslaufende ätzende Flüssigkeit nicht die Elektronik angreift.

Das Farbempfinden ist stets subjektiv, der Farbbereich ist jedoch bei geeigneter Umfeldbeleuchtung ausreichend groß. Beim Umschalten von einem System auf das andere trat bei PAL ein leichter Gelbstich auf, der aber mit Kontrast, Farbsättigung und Helligkeit korrigierbar ist. Hierbei handelt es sich offensichtlich um einen geringfügigen Abgleichfehler, der sich durch exakten Abgleich des Dekoders beseitigen läßt. Bei von der Senderseite schlecht ausgeleuchteten Szenen bleibt ein restlicher Farbstich, aber allgemein sind die Farben von guter Qualität. Zweimal ergab sich im praktischen Betrieb ein Hochspannungsüberschlag an der Bildröhre, dadurch trat ein Kanalumspringen auf, unmittelbar danach war jedoch wieder ein einwandfreier Betrieb möglich.

Zusammenfassend kann eingeschätzt werden, daß es sich beim Chromalux 2063 um ein modernes Farbfernsehgerät mit guten Gebrauchseigenschaften handelt. Als einziges Vakuumbauelement mit geheizter Katode verbleibt die Farbbildröhre, die Lebensdauer der übrigen aktiven elektronischen Bauelemente ist bei Sicherung einer hohen Produktionskultur (Lötverbindungen!) praktisch unbegrenzt. Die Netzbereitschaft mit geringer Leistungsaufnahme gestattet rasche Programmwahl nach Auslösen der Start-Sensortaste an der Fernbedienung oder des schwarzen Einschaltknopfes an der Gerätevorderseite.

Einphasige Ansteuergeräte für netzgelöschte Stromrichter mit U 706 D

Dr.-Ing. GÜNTER GRAICHEN,
Dipl.-Ing. PETER GRASSHOFF und
Dipl.-Ing. DIETER NIKSCH

Mitteilung aus dem VEB Funkwerk Erfurt

Die in diesem Beitrag enthaltenen Schaltungen und Beschreibungen sind unverbindliche Anregungen. Sie sollen die vielfältigen Anwendungsmöglichkeiten der integrierten Thyristoransteuerschaltung U 706 D auf dem Gebiet einphasiger Ansteuergeräte für netzgelöschte Stromrichter zeigen und den interessierten Leser zu schöpferischer Arbeit bei der Applikation der IS U 706 D befähigen. Die in [1] erfolgte ausführliche Beschreibung dieses Bauelementes wird den nachfolgenden Betrachtungen zugrunde gelegt.

Die integrierte Thyristoransteuerschaltung U 706 D wurde für den bevorzugten Einsatz in hochwertigen industriellen Steuerungen konzipiert. Ihre Eigenschaften ermöglichen jedoch insbesondere bei Verwendung neuartiger Lösungsprinzipien eine Vielzahl technisch und ökonomisch vorteilhafter Anwendungsvarianten für einphasige Ansteuergeräte, die u. a. auf dem Gebiet der Konsumgüterelektronik eine ständig wachsende Bedeutung erlangen. Nachfolgend soll anhand von ausgewählten Beispielen gezeigt werden, welche Möglichkeiten diese IS bei der Realisierung einphasiger Ansteuergeräte bietet.

Steuerung nach dem Phasenanschnittprinzip

Das Prinzipschaltbild eines einphasigen Steuergerätes zeigt Bild 1. Es beinhaltet die Funktionsblöcke

- Netzanpassung mit den Funktionseinheiten Potentialtrennung, Synchronisation und Filter
- Stromrichteranpassung mit den Funktionseinheiten Verzögerer, Zündpulsbildung, -verteilung, -mischung und -ausgabe mit Umkehrsteuerung und Zündpulssperre, Ausgangstreiber
- Thyristoranpassung mit den Funktionseinheiten Potentialtrennung und Verstärkung der Zündsignale.

Der im Bild 1 neben dem Steuergerät angeordnete Block enthält die Funktionseinheiten Kommando- und Regleranpassung, spezielle Steuerlogik sowie die Überwachung. Im Zusammenwirken mit dem Steuergerät werden hier anwendungsspezifische Eigenschaften der gesamten Ansteuereinrichtung realisiert.

Die bei einphasigen Schaltungen häufig anzutreffenden Mehrfachfunktionen bestimmter Schaltungsteile lassen die Trennung der Funktionseinheiten oft schwierig werden. In den folgenden Darstellungen wird deshalb von Funktionsblöcken ausgegangen, die aus der zweckmäßigen schaltungstechnischen Realisierung entstanden sind.

Synchronisation, Filter

Die Synchronisation von einphasigen Ansteuergeräten für netzgelöschte Stromrichter mit der integrierten Thyristoransteuerschaltung U 706 D erfolgt nach herkömmlichen Prinzipien, wobei die Synchronisationswechselspannung üblicherweise direkt bzw. nur wenig gefiltert genutzt wird. Ausführungen zum Filter sollen folglich in diesem Zusammenhang entfallen.

Die in [1] ausführlich beschriebene Logik der Synchronisation in der IS U 706 D ermöglicht zwei verschiedene Varianten für die Realisierung der einphasigen Synchronisation. In beiden Varianten befinden sich die Eingänge e_{P1}, e_{P2}, e_{P3} für die Phasensignale ständig auf H. Der Ausgang $a_{\ddot{U}P}$ für die Phasenüberwachung führt dadurch konstant H-Pegel; er ist für die Funktion des Schaltkreises U 706 D in dieser Betriebsart ohne Bedeutung und sollte aus Gründen der Störsicherheit fest mit dem positiven Pol der Versorgungsspannung (H-Pegel) verbunden werden. Der Ausgang a_S wird bei $e_{P1} = e_{P2} = e_{P3} = H$ intern auf L geschaltet. In dieser ersten Variante der einphasigen Synchronisation entsteht der Synchronpuls ($a_{SV} = H$) bei $e_{S1} = L$ und $e_{S2} = H$. Wird der Ausgang a_S durch Verbindung mit dem positiven Pol der Versorgungsspannung fest an H geschaltet, wird die Logik der Synchronisation in der U 706 D umgeschaltet, und der Synchronpuls ($a_{SV} = H$) entsteht bei $e_{S1} = e_{S2} = H$. Es sei hier vorweggenommen, daß die einphasige Synchronisation nach Variante 1 ($e_{P1} = e_{P2} = e_{P3} = H$, $a_S = L$) besonders für einfachste Schaltungen, die direkt am Netz betrieben werden, geeignet ist. Sie hat aber den Nachteil einer gewissen Unsymmetrie der Synchronpulse. Aus diesem Grunde ist für anspruchsvollere Schaltungen die einphasige Synchronisation nach Variante 2 ($e_{P1} = e_{P2} = e_{P3} = H$, $a_S = H$) zu empfehlen, mit der dieser Nachteil zu vermeiden ist.

Verzögerer

Die Verzögerungseinrichtung hat die Aufgabe, bezogen auf die Rückflanke des Synchronisierimpulses, um den Zündverzug (Zündwinkel α) verzögert ein Auslösesignal für den Zündimpuls (L-Signal am Eingang e_V) zu erzeugen. Als Verzögerungseinrichtung kommen neben digitalen Verzögerern, Mikrorechnern oder Mikrosteuerungen vorzugsweise analog wirkende Verzögerer in Betracht. Insbesondere bei letzteren bieten sich aufgrund der im Einphasenbetrieb rein seriellen Verarbeitung auch einfache Lösungen an.

Zur Realisierung eines analogen Verzögerers wird der Synchronisationsausgang a_{SV} mit einem RC-Glied beschaltet und so eine sägezahnförmige Spannung erzeugt, die jeweils im Synchronisationszeitpunkt zurückgesetzt wird. Der Vergleich der sägezahnförmigen Spannung kann auf folgende Arten erfolgen:

- Vergleich durch integrierten Operationsverstärker bzw. Komparator
- Vergleich durch einfachen Differenzverstärker
- Vergleich durch Bipolartransistor
- Vergleich mit der Eingangsschwellspannung der U 706 D am Eingang e_V.

Bei diesen noch weiter modifizierbaren typischen Möglichkeiten wird die sägezahnförmige Spannung bis auf die zuletzt genannte Variante jeweils mit einer Steuerspannung verglichen, was für die Realisierung kompletter Regelkreise von Vorteil ist. Für die Realisierung einfachster Steuerungen bietet sich die zuletzt genannte Variante für die Festlegung des Zündzeitpunktes an. Durch Veränderung des Ladewiderstandes des RC-Gliedes kann die Steilheit der sägezahnförmigen Spannung verändert

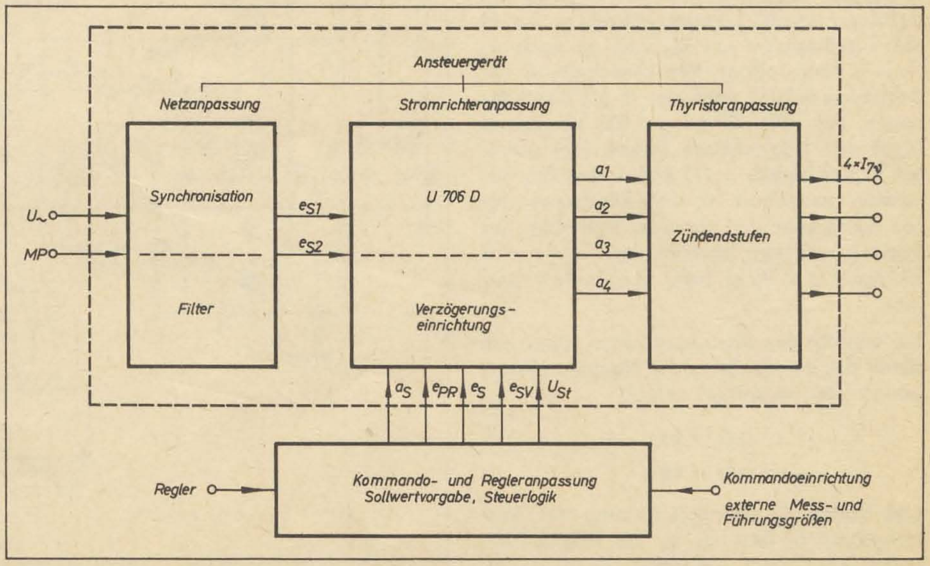


Bild 1: Prinzip eines einphasigen Steuergerätes

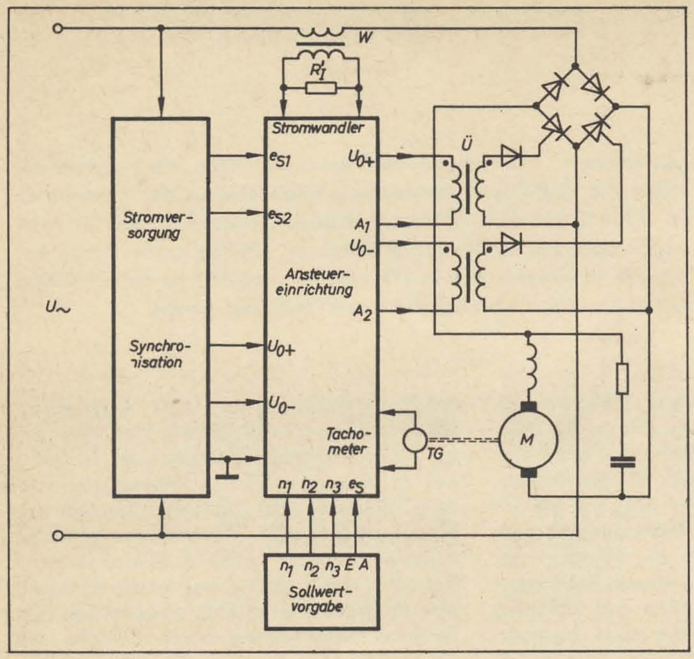


Bild 2: Ansteuereinrichtung für drehzahlgeregelten Einrichtungsantrieb

werden. Infolge der konstanten Schwellspannung am Eingang e_V der U 706 D läßt sich so der Zündzeitpunkt festlegen. Insbesondere in dieser Betriebsart wirkt sich das Triggerverhalten des Einganges e_V positiv aus [1].

Zündpulsbildung

Als Auslösesignal für den Zündimpuls dient das Umschalten des Einganges e_V an der IS U 706 D von H- auf L-Potential. Im einphasigen Betrieb kommen vorzugsweise Monoimpulse oder eine Impulsfolge als Zündpulse in Betracht.

Impulsausgabe

Jeder Zündimpuls erscheint an den Nachimpulsausgängen a_{N1} oder a_{N2} und wird der internen Logik der Impulsausgabe zugeführt. Jeder Kanal dieser internen Logik besitzt einen Nachimpulseingang e_{N1} oder e_{N2}, mit deren Hilfe von außen weitere Impulse zugeführt werden können. Befindet sich der Eingang e_{PR} auf H, werden die Zündimpulse den Ausgängen a_1 in der positiven bzw. a_2 in der negativen Halbwelle der Synchronisationswechselspannung als H-Signale zugeführt; die Ausgänge a_3 und a_4 führen ständig L-Pegel. Mit $e_{PR} = L$ sind die Zündimpulse von a_1 und a_2 nach a_3 und a_4 umschaltbar. Die Umschaltung der Ausgänge erfolgt nach der in [1] beschriebenen Art. Die Eingänge für verzögerte (e_{SV}) und trägheitslose Sperre (e_S) arbeiten in der bereits in [1] erläuterten Art. Besonders vorteilhaft ist, daß Zündpulse, deren Auslöszeitpunkt vor dem Aufheben des Sperrsignals (e_{SV} und/oder e_S von L- nach H-Pegel) lag, nicht mehr ausgegeben werden.

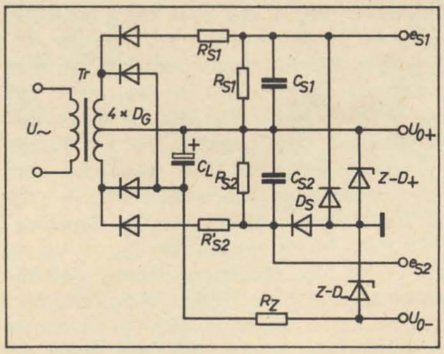
Bei einphasigen Ansteuergeräten bietet sich durch die Verschaltung der Nachimpulsausgänge und -eingänge gemäß

$$a_{N1} \rightarrow e_{N2}$$

$$a_{N2} \rightarrow e_{N1}$$

und durch die Parallelschaltung der Ausgänge a_1, a_2 bzw. a_3, a_4 die Möglichkeit, jeden Zündimpuls auf jedem Kanal auszugeben. Diese besonders für Triac-Steuerungen günstige Möglichkeit hat den Vorzug des doppelten Stromes am Zündpulsausgang, was für die direkte Zündung – beispielsweise in einfachen Anordnungen der Konsumgüterelektronik – von großer Bedeutung ist.

Bild 3: Mittelpunktschaltung zur Stromversorgung ▼



Ansteuereinrichtung für drehzahlgeregelten Einrichtungsantrieb

Das Prinzip einer Ansteuereinrichtung für einen drehzahlgeregelten Einrichtungsantrieb mit Gleichstrom-Hauptschlußmaschine zeigt Bild 2. Die Ansteuerung der Thyristoren in der vollgesteuerten Einphasenbrückenschaltung erfolgt mit Hilfe zweier Impulsübertrager.

Stromversorgung und Synchronisation

Die Schaltung nach Bild 3 ist eine Mittelpunktschaltung mit Ladekondensator und Z-Dioden-Stabilisierung zur Bereitstellung der Versorgungsgleichspannungen U_{0+} und U_{0-}. Da die U 706 D zwischen U_{0+} und U_{0-} betrieben wird, können die Sekundärspannungen des Transformators in der dargestellten Art zur Bereitstellung der Synchronisationswechselspannungen genutzt werden. Mit Hilfe der Kondensatoren C_{S1} und C_{S2} erfolgt eine gewisse Filterung. Beide bezüglich U_{0+} negativen Synchronisationshalbwellen werden zur Einhaltung der Eingangspegel an e_{S1} und e_{S2} begrenzt. Die Amplituden der Wechselspannungshalbwellen bestimmen die Dauer des Zustandes $e_{S1} = e_{S2} = H$ und damit die Breite des Synchronisierimpulses. Wie aus den bereitgestellten Synchronisiersignalen ersichtlich ist, ist $a_S = H$ an der U 706 D extern einzustellen.

Ansteuereinrichtung

In der Ansteuereinrichtung nach Bild 4 kann durch positives Potential an den Eingängen n_1, n_2, n_3 ein Sollwert ($U_{n\,soll}$) für die Drehzahl eingestellt werden. Da jeweils nur der größte Wert (höchste Drehzahl) als $U_{n\,soll}$ weiterverarbeitet wird, ist eine beliebige Erweiterung der Anzahl der Eingänge auf einfache Art möglich. Die Elemente R_2, C_2 dienen der Sollwertintegration und sind antriebsspezifisch festzulegen.

Der Drehzahlistwert wird in bekannter Weise über einen Tachogenerator erfaßt; dessen Ausgangswechselspannung wird

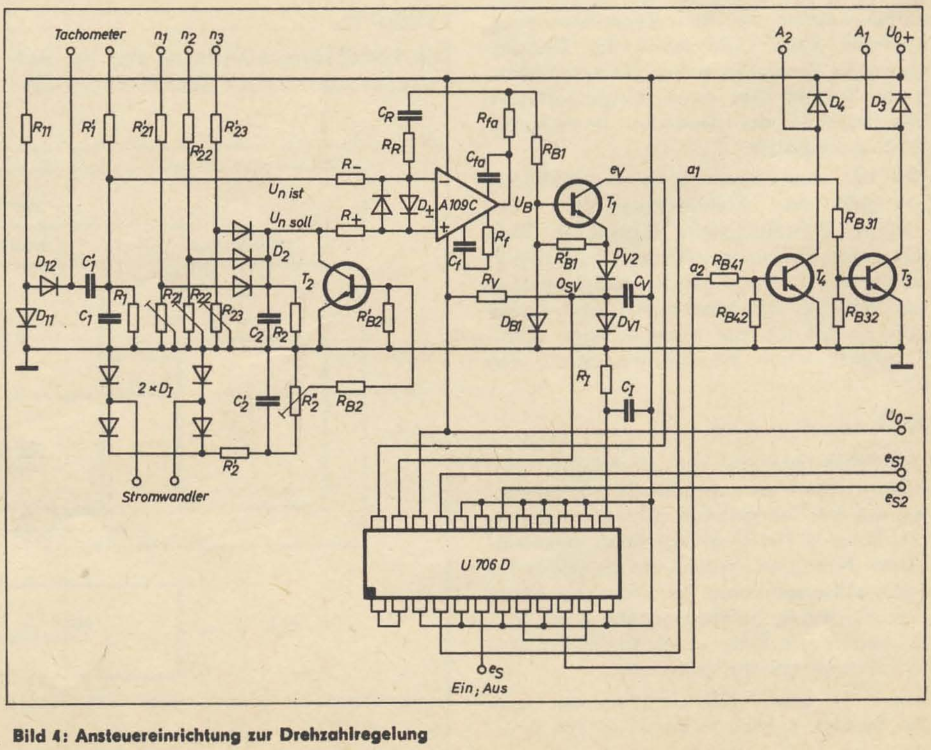


Bild 4: Ansteuereinrichtung zur Drehzahlregelung

über R_I', C_I' gesiebt und an D_{12} gleichgerichtet. Infolge der bei niedrigen Drehzahlen geringen Amplitude muß die Kennlinie von D_{12} durch die ständig in Flußrichtung vorgespannte Diode D_{11} weitgehend kompensiert werden. An den Elementen R_I, C_I (antriebsspezifisch festzulegen) zur Istwertintegration entsteht die Spannung $U_{n\,ist}$.

Die Stromregelung erfolgt in dem vorgestellten Antrieb durch einfache Strombegrenzung. Eine stromproportionale Spannung wird über den Wandler bereitgestellt, gleichgerichtet und integriert (Integrationszeitkonstante antriebsspezifisch festlegen). Am Widerstand R_2'' wird die Ansprechschwelle der Strombegrenzung eingestellt. Die Strombegrenzung selbst erfolgt durch Absenkung des Sollwertes $U_{n\,soll}$ mit Hilfe eines geöffneten Transistors T_2.

Die Spannungen $U_{n\,soll}$ und $U_{n\,ist}$ werden einem als PI-Regler beschalteten Operationsverstärker A 109 C zugeführt. Bei $U_{n\,soll} > U_{n\,ist}$ strebt dieser Ausgang in positive Richtung. Diese Ausgangsspannung U_B wird jedoch mit Hilfe von R_{B1} und D_{B1} begrenzt. Die bei $U_{n\,soll} < U_{n\,ist}$ auftretende negative Operationsverstärkerausgangsspannung wird voll als Spannung U_B wirksam und als Steuerspannung einem bipolaren Transistor T_I zugeführt. Die Beschaltung dieses Transistors zeigt, daß während des Synchronpulses (H-Signal an a_{SV} wird mit D_{V1} begrenzt) stets eine Sperre von T_I erfolgt. Während des Verzögerungsvorganges ist D_{V2} in Sperrichtung vorgespannt. Nähert sich die sägezahnförmige Vergleichsspannung dem Potential U_B, wird D_{V2} aufgesteuert. Der Transistor T_I führt jetzt Strom und erzeugt an e_V L-Potential, was der Auslösung des Zündimpulses entspricht. Die gewählte Art des analogen Verzögerers mit einem Bipolartransistor als Vergleicher ist bei guten technischen Eigenschaften äußerst preiswert. Der Vergleich wurde im negativen Potentialbereich durchgeführt, um am Kollektor von T_I den notwendigen Spannungshub für e_V erzeugen zu können. Ein langsamer Übergang von H- nach L-Potential wirkt sich wegen der Triggereigenschaften des Einganges e_V nicht negativ aus. Der Ableitstrom von e_V ermöglicht es, auf einen Kollektorwiderstand für T_I zu verzichten. Die Begrenzung der Steuerspannung U_B und die sägezahnförmige Vergleichsspannung realisieren in der vorgestellten Schaltung eine vordere Impulsendlagenbegrenzung α_{min}, die funktionsnotwendig ist. Auf eine hintere Impulsendlagenbegrenzung α_{max} wurde verzichtet.

Die beschriebene Funktionsweise läßt erkennen, daß derartige einfache analoge Verzögerer auch in mehrphasigen Ansteuereinrichtungen Einsatz finden können, sofern die damit erreichbaren Zündwinkeltoleranzen, bezogen auf den konkreten Anwendungsfall, vertretbar klein bleiben.

Die gewählte Synchronisationsart mit negativen Halbwellen und die Schaltung der analogen Verzögerungseinrichtung gewährleisten niedrige Zündwinkeltoleranzen bei niedrigem Aufwand. Als Zündimpulse werden mit Hilfe des RC-Gliedes C_I, R_I Monoimpulse gebildet. Die Nachimpulsausgänge und -eingänge sind gemäß

$$a_{N1} \rightarrow e_{N1}$$

$$a_{N2} \rightarrow e_{N2}$$

beschaltet, wodurch keine zusätzlichen Impulse über e_{N1} und e_{N2} eingespeist werden. Infolge $e_{PR} = H$ entstehen die Zündpulse an den Ausgängen a_1, a_2. Durch $e_{PR} = L$ sind die Zündpulse an a_3, a_4 umschaltbar, was die Steuerung eines zweiten Antriebes ermöglicht. Das Ein- und Ausschalten erfolgt über den Eingang e_S für trägheitslose Sperre der Zündpulse.

Die Verstärkung der Zündsignale erfolgt mit einem Schaltverstärker mit T_3 und T_4.

Die Benutzung von vier bipolaren Transistoren macht zumindest in einigen Anwendungsfällen den Einsatz des integrierten Transistorarrays B 340 D möglich. Die wichtigsten Signalverläufe der Schaltungen nach den Bildern 3 und 4 sind im Bild 5 dargestellt.

Ansteuereinrichtung für drehzahlgeregelten Umkehrantrieb

Das Prinzip einer Ansteuereinrichtung für einen drehzahlgeregelten Umkehrantrieb mit einem Zweiwicklungs-Universalmotor zeigt Bild 6. Als Stromversorgung und Synchronisation kann die schon beschriebene Schaltung nach Bild 3 unverändert zum

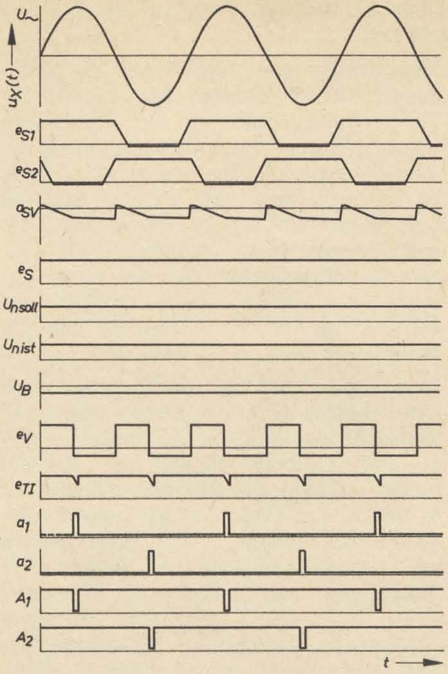


Bild 5: Signalverläufe der Schaltungen nach den Bildern 3 und 4

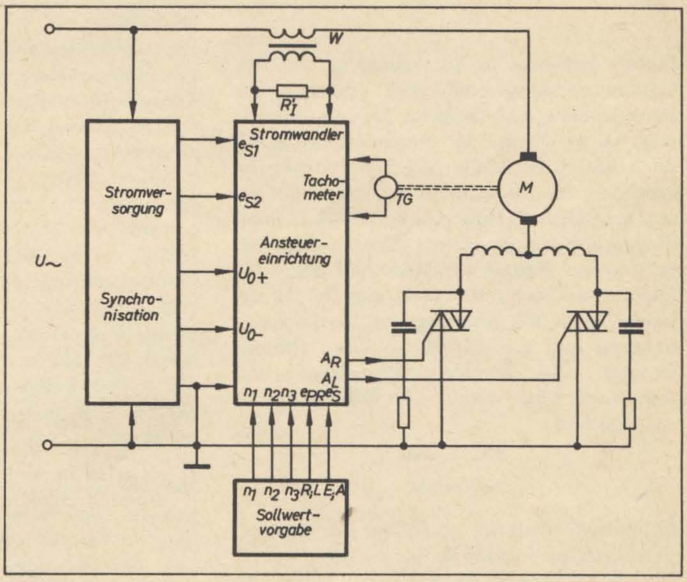
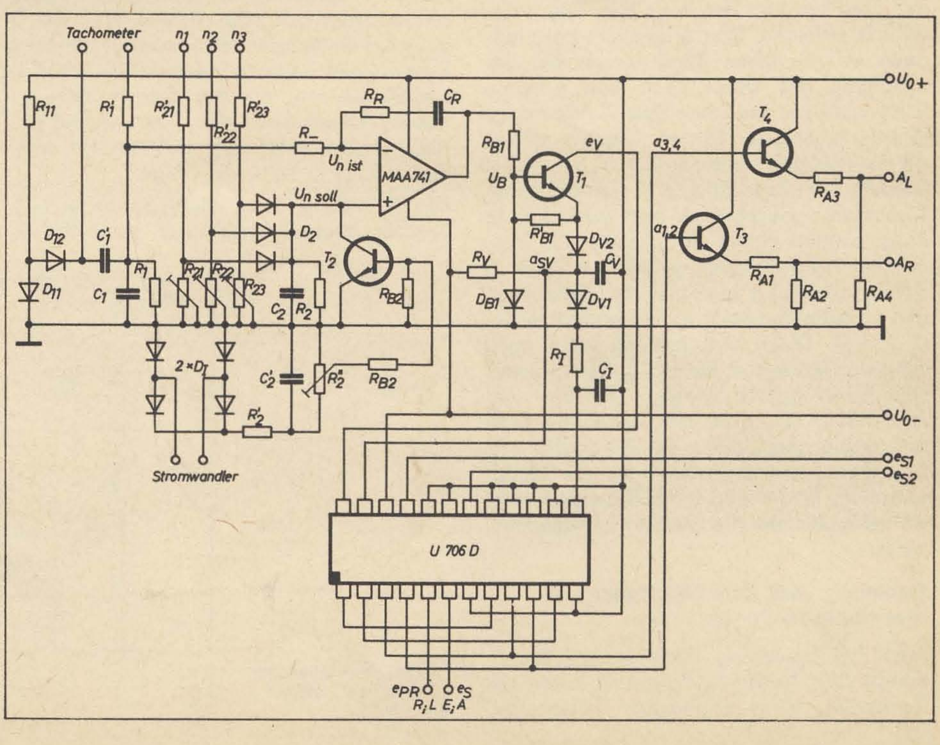


Bild 6: Ansteuereinrichtung für drehzahlgeregelten Umkehrantrieb

Bild 7: Ansteuereinrichtung für drehzahlgeregelten Umkehrantrieb mit MAA 741 in PI-Beschaltung



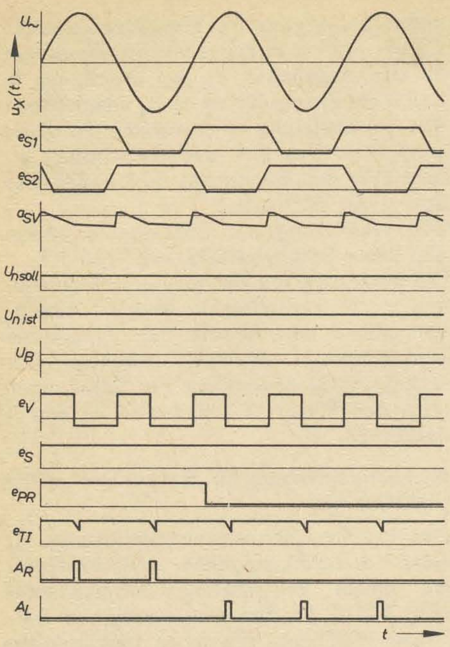


Bild 8: Signalverläufe der Schaltung nach Bild 7

Einsatz kommen. In der Schaltung der Ansteuereinrichtung nach Bild 7 erfolgt die Bereitstellung von Sollwert $U_{n\,soll}$ und Istwert $U_{n\,ist}$ wie in der Ansteuereinrichtung nach Bild 4. Auch die Strombegrenzung ist identisch. Als Regelverstärker wurde der integrierte Operationsverstärker MAA 741 mit PI-Beschaltung eingesetzt. Dieser zeigt bei geringerem Bauelementeaufwand ebenfalls identisches Verhalten. Völlig gleichartig arbeiten auch die analoge Verzögerungseinrichtung und die Zündpulsbildung (Monoimpuls). Die Nachimpulsausgänge und -eingänge sind wegen der Triac-Ansteuerung gemäß

$$a_{N1} \rightarrow e_{N2}$$

$$a_{N2} \rightarrow e_{N1}$$

beschaltet, wodurch an jedem der parallel geschalteten Ausgänge a_1, a_2 ($e_{PR} = H$) bzw. a_3, a_4 ($e_{PR} = L$) jeweils die Zündpulse der positiven und der negativen Netzhalbwelle erscheinen. Dies ermöglicht bei niedrigen erforderlichen Zündströmen bei der Schaltung der Triacs nach Bild 6 keine Zündverstärker und keine Potentialtrennung. Erforderlichenfalls können Zündverstärker als Emitterfolger gemäß Bild 7 geschaltet werden. Die Benutzung von vier bipolaren Transistoren macht auch hier zumindest in ausgewählten Fällen den Einsatz des integrierten Transistorarrays B 340 D möglich.

Die Umschaltung von Links- auf Rechtslauf und umgekehrt erfolgt am Eingang e_{PR} der U 706 D. Diese Umschaltung kann auch zum wechselweisen Betrieb zweier Universalmotoren genutzt werden. Das Ein- und Ausschalten geschieht mit dem Eingang e_S für trägheitslose Sperre der Zündpulse.

Die wichtigsten Signalverläufe der Schaltung nach Bild 7 sind im Bild 8 dargestellt; sie verdeutlichen die diskutierte Funktionsweise.

Steuerung nach dem Nullspannungs- bzw. Nullstrom-Prinzip

Auch bei Steuerung nach dem Nullspannungs- bzw. Nullstrom-Prinzip kann von der Darstellung eines einphasigen Ansteuergerätes (s. Bild 1) prinzipiell ausgegangen werden.

Steuerschaltungen nach dem Nullspannungsverfahren kommen hauptsächlich in Zweipunktregelungen vor. Der Zündverzug beträgt hier $\alpha = 0$, wodurch der Verzögerer entfallen kann. Der Eingang e_V der U 706 D ist fest mit L-Pegel oder mit dem Ausgang a_{SV} (Widerstand zur Einstellung des L-Pegels ist erforderlich) verbunden. Als Synchronisationsverfahren sind die schon beschriebenen beiden Arten möglich. Als Zündimpulse kommen Monopulse und die Pulsfolge je nach Last in Betracht.

Steuerungen nach dem Nullstromverfahren unterscheiden sich von solchen nach dem Nullspannungsverfahren nur dadurch, daß ein externes Strommeßglied bei $I = 0$ auf L-Pegel schaltet und daß dieses Signal zur Steuerung des Einganges e_V genutzt wird. Solche Steuerungen finden hauptsächlich bei induktivitätsbehafteten Verbrauchern Anwendung, weil dadurch die Zündpulsfolge durch einen wesentlich geringere Zündenergie erfordernden Monoimpuls ersetzt werden kann, was besonders für direkten Netzbetrieb des Schaltkreises von Bedeutung ist.

Die zunehmende Verbreitung insbesondere von Nullspannungsschaltern in Geräten der Konsumgüterelektronik läßt Fragen der Funkentstörung – wenn auch nur für jedes neue Einschalten – zunehmend in den Vordergrund treten. Gegenüber üblichen Nullspannungsschaltern haben solche mit der integrierten Thyristoransteuerschaltung U 706 D infolge der in [1] ausführlich beschriebenen speziellen Sperrsignalsteuerung den entscheidenden Vorteil, daß Zündimpulse, deren Auslösezeitpunkt vor dem Aufheben der Sperre (e_S und/oder e_{SV} von L- auf H-Pegel) lag, nicht mehr ausgegeben werden. Dies bedeutet, daß auch bei einem beliebigen Zuschaltezeitpunkt Zündpulse grundsätzlich nur im Nulldurchgang der Netzwechselspannung ausgegeben werden, wodurch der Aufwand für die Funkentstörung im Vergleich zu herkömmlichen Lösungen bei gleichem Entstörgrad wesentlich reduziert werden kann. An diesen Erläuterungen zeigt sich, wie mit der IS U 706 D auch bei einfachsten leistungselektronischen Steuerungen neue Gebrauchswerte erreicht werden können, die das Einsatzgebiet sicherlich erweitern werden. Nachfolgend soll dies an einem Beispiel demonstriert werden.

Die Schaltung eines Nullspannungsschalters für direkten Netzbetrieb zeigt Bild 9.

Die Stromversorgung erfolgt durch Aufladung eines Ladekondensators in der positiven Halbwelle mit nachfolgender Z-Diodenstabilisierung. Zur Synchronisation dient der Spannungsteiler mit R_{S1}, R_{S2}, R_{S3} und den Begrenzungsdioden D_B. Er sichert im Bereich des Nulldurchganges der Netzspannung einen je nach Dimensionierung mehr oder weniger kurzen Zeitabschnitt mit $e_{S1} = L$ und $e_{S2} = H$. In dieser Zeit wird der Synchronpuls gebildet. Die Funktion läßt erkennen, daß eine gewisse Unsymmetrie unvermeidlich ist. Diese ist jedoch praktisch unbedeutend, da selbst bei ohmscher Last der Stromanstieg nicht so rasch erfolgt, daß daraus eine wesentliche Gleichstromkomponente entsteht. Bei größeren Leistungen ist dieser Effekt jedoch nicht mehr vernachlässigbar, und es muß auf die beschriebene Synchronisation mit zwei negativen Halbwellen zurückgegriffen werden. Ein Verzögerer ist bei Nullspannungsbetrieb nicht erforderlich, weshalb e_V mit a_{SV} verbunden ist. Als Zündimpuls steht ein Monoimpuls zur Verfügung. Die Nachimpulsleitungen sind gemäß

$$a_{N1} \rightarrow e_{N2}$$

$$a_{N2} \rightarrow e_{N1}$$

beschaltet; zusätzlich sind e_{PR} mit e_{S1} verbunden und alle Ausgänge a_ν parallel geschaltet. Das bedeutet, daß während einer Netzhalbwelle die Ausgänge $a_1 || a_2$ und während der anderen Netzhalbwelle die Ausgänge $a_3 || a_4$ Zündstrom an den Triac liefern. Auf diese Art läßt sich der verfügbare Zündstrom ohne Mehraufwand wesentlich erhöhen. Der Eingang e_S für trägheitslose Sperre befindet sich fest auf H-Pegel, und die Ein-Aus-Steuerung erfolgt mit dem Eingang e_{SV} für trägheitsbehaftete

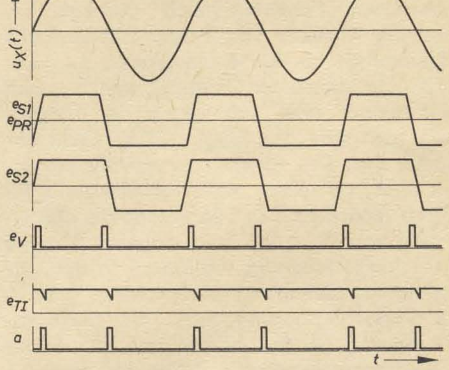


Bild 10: Signalverläufe der Schaltung nach Bild 9

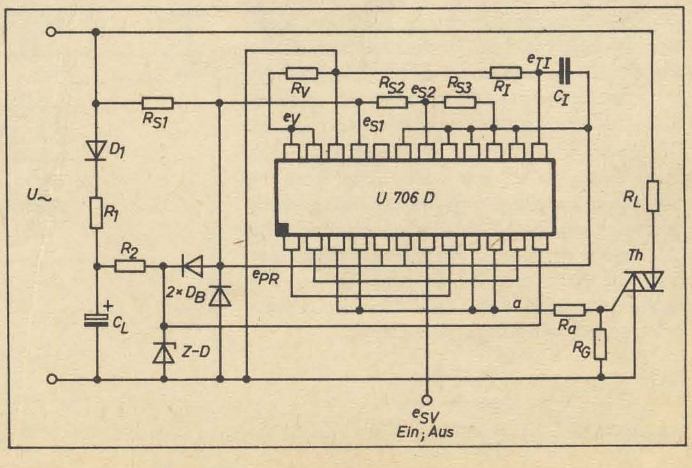


Bild 9: Nullspannungsschalter für direkten Netzbetrieb

Sperre. Dadurch werden auch bei beliebigem Ausschaltzeitpunkt die Zündpulse nicht abgebrochen. Die Signalverläufe nach Bild 10 verdeutlichen die Funktionsweise, wobei zu bemerken ist, daß die Unsymmetrie infolge des Synchronisationsprinzips stark übertrieben dargestellt ist.

Die Schaltung nach Bild 4 läßt sich mit Hilfe eines Kondensators an a_{SV} und eines einstellbaren Widerstandes R_V als einfacher Wechselspannungssteller nach dem Phasenanschnittsprinzip betreiben. Der Vergleich der sägezahnförmigen Spannung erfolgt dabei mit der konstanten Schwellspannung am Eingang e_V des Ansteuerschaltkreises.

Wird der Eingang e_V mit dem Logikausgang eines Strommeßgliedes verbunden, das bei I = 0 L-Pegel abgibt (a_{SV} kann fest mit dem positiven Pol der Betriebsspannung verbunden werden, R_V entfällt), so arbeitet die Schaltung nach Bild 4 als Nullstromschalter. Es sei bemerkt, daß in dieser Betriebsart die Unsymmetrien in der Synchronisation meist keine Rolle mehr spielen.

Literatur

[1] Graichen, G.: Integrierte Thyristoransteuerschaltung U 706 D. radio fernsehen elektronik 29 (1980) H. 3, S. 143–149

[2] Graichen, G.: Zeitglieder mit MOS-Bauelementen. radio fernsehen elektronik 26 (1977) H. 18, S. 605–607

[3] Graichen, G.: Schaltungsanordnung zur Steuerung von Stromrichtern. WP 78 029

[4] Graichen, G.: Schaltungsanordnung zur Impulsformung. WP 119 927

[5] Graichen, G.: Leber, R.: Schaltungsanordnung zur Formung von Impulsen. WP 122 751

[6] Kronberg, M.: Verfahren und Schaltungsanordnung zur Erzeugung von Pulsfolgen aus mehrphasigen, verzerrten, sinusoidalen Spannungen mit präziser Phasenzuordnung, insbesondere zur Synchronisation der Ansteuergeräte von netzgelöschten Stromrichtern. WP 123 038

[7] Graichen, G.; Kronberg, M.; Wigand, G.: Integrationsfreundliche steuerbare Schaltungsanordnung, insbesondere zur Erzeugung von Impulsen. WP 128 432.

[8] Graichen, G.; Neumeister, U.; Wigand, G.: Schaltungsanordnung zur Zuordnung von Signalen, insbesondere für Stromrichtersteuerungen. WP 132 629

[9] Emmerling, F.; Graichen, G.; Wigand, G.: Schaltungsanordnung zur Erfassung der Phasenfolge von Signalen. WP HO 3K 209 903

[10] Graichen, G.; Neumeister, U.; Wigand, G.: Schaltungsanordnung zur Erfassung des Nulldurchganges von Signalen. HO 3K 213 947

[11] Graichen, G.; Münzner, R.; Wigand, G.: Schaltungsanordnung zur speziellen Steuerung insbesondere induktivitätsbehafteter Verbraucher. HO 2M 213 948

[12] Graichen, G.; Münzner, R.; Wigand, G.: Schaltungsanordnung für wechselweisen Nullspannungs-Nullstrombetrieb. HO 2M 213 949

[13] Graichen, G.: Anlaufschaltung für analog wirkende Stromrichterregelungen. radio fernsehen elektronik 28 (1979) H. 1, S. 51 und 54

[14] Graichen, G.: Schaltung für Signalverzögerung. radio fernsehen elektronik 28 (1979) H. 8, S. 531 und 532

[15] Graichen, G.: Impulsgeber mit MOS-Bauelementen. radio fernsehen elektronik 28 (1979) H. 8, S. 499 und 500

Uhrenschaltkreis CM 202

Č. BOGOEV, A. TONKOV und G. SAVOV

Mitteilung aus dem Institut für Mikroelektronik Sofia

Die IS CM 202 ist eine monolithisch integrierte MOS-Schaltung, die mit Hilfe der p-MOS-Si-Gate-Technologie hergestellt wird. Sie ist für elektronische Digitaluhren mit einer Siebensegmentanzeige bestimmt. Die Schaltung verfügt über einen internen Oszillator der Frequenz 32 678 Hz, die mit einem Quarz stabilisiert wird.

Die neue Version der IS CM 202 unterscheidet sich von der alten sowohl in technologischer als auch in konstruktiver Hinsicht. An erster Stelle sei hier die Anwendung der p-Kanal-Si-Gate-Technologie genannt, die es möglich macht, die Chipfläche von 25 mm² auf 16 mm² zu reduzieren. Die Anwendung dieser Technologie hat auch zur Änderung einiger elektrischer Kennwerte geführt (s. Tafel 1). Eine Änderung gibt es auch in der Anschlußbelegung des 42poligen DIL-Plastgehäuses. Bild 1 zeigt die Abmessungen des Gehäuses, und in der Tafel 2 ist die Anschlußbelegung der integrierten Schaltung angegeben. Die Funktionsbeschreibung erfolgt anhand des Blockschaltbildes, das im Bild 2 dargestellt ist.

Oszillator

Diese Funktionsgruppe enthält einen Ein-

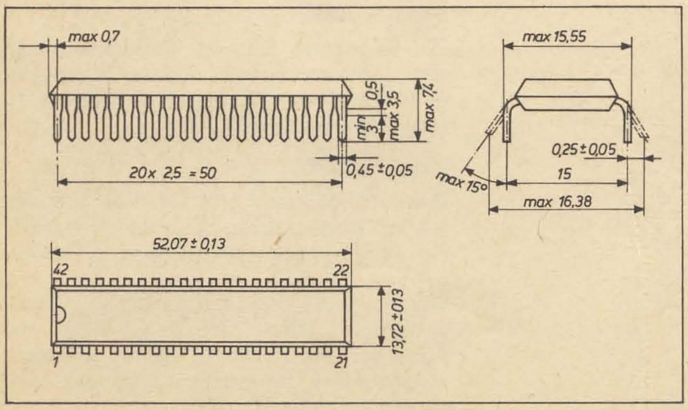


Bild 1: Abmessungen

Tafel 1: Technische Daten der CM 202

		Bedingungen
negative Speisespannung U_{DD} in V	$(U_{SS}-12) \dots (U_{SS}-8)$	$U_{GG} = U_{DD}$
negative Speisespannung U_{GG} in V	$(U_{SS}-12) \dots (U_{SS}-8)$	$U_{DD} = U_{GG}$
negative Speisespannung $U_{DD\,Anzeige}$ in V	$(U_{SS}-24) \dots (U_{DD}-U_{SS})$	
Stromaufnahme I_{DD} in mA	$5 \dots 15$	
Stromaufnahme $I_{DD\,Anzeige}$ in mA	$\leqq 2$	$U_{DD\,Anzeige} = (U_{SS}-24)$
Ausgangsstromaufnahme I'_{Out} in mA für die Anschlüsse 16 bis 26 und 28 bis 40	$\leqq 15$	$U_{DD\,Anzeige} = (U_{SS}-24)$
Ausgangsstromaufnahme I''_{Out} in mA für die Anschlüsse 7, 13, 14	$\leqq 1$	$U_{DD} = U_{GG}$ $U_{DD} = (U_{SS}-12)$
Gesamtstromaufnahme I_{Out} in mA	$\leqq 360$	$U_{DD\,Anzeige} = (U_{SS}-24)$
Eingangspegel		
log. 1 U_{IL} in V	$U_{DD} \dots (U_{DD}+1)$	
log. 0 U_{IH} in V	$\geqq U_{SS}-2$	
Ausgangspegel		
log. 1		
für die Anschlüsse 16 bis 26, 28 bis 40 U'_{OL} in V	$(U_{SS}-22) \dots (U_{SS}-U_{DD})$	$R \geqq 56\ k\Omega$
für die Anschlüsse 7, 13, 14 U''_{OH} in V	$U_{DD} \dots (U_{DD}+1)$	$R \geqq 22\ k\Omega$
log. 0		
für die Anschlüsse 16 bis 26, 28 bis 40 U'_{OH} in V	$\geqq U_{SS\,Anzeige}-3$	$I'_{Out} \leqq 15$ mA
für die Anschlüsse 7, 13, 14 U''_{OH} in V	$\geqq U_{SS}-2$	$I''_{Out} \leqq 1$ mA
Eingangsleckstrom		
für die Anschlüsse 1 bis 4 und 8 bis 11 I'_{In} in µA	$14 \dots 120$	$U_{DD} = (U_{SS}-12)$
für den Anschluß 5 I''_{In} in µA	$\leqq 0{,}1$	$U_{In} = (U_{SS}-12)$
Oszillatorfrequenz f in Hz	32768	

U_{DD} = negative Speisespannung, U_{SS} = positive Speisespannung, $U_{DD\,Anzeige}$ = negative Speisespannung der Treiberstufen für Segmente, $U_{SS\,Anzeige}$ = positive Speisespannung der Open-drain-Endstufen A_1 bis G_4 und 1 Hz

Tafel 2: Anschlußbelegung

1. Eingang Schnelles Laden
2. nicht belegt
3. Eingang Langsames Laden
4. Reset-Eingang
5. Eingang Oszillator
6. Ausgang Oszillator
7. Ausgang 64 Hz
8. Eingang Register B
9. Eingang Sekunden
10. Eingang Alarmsignal-Reset
11. Eingang Einschläfern
12. positive Speisespannung U_{SS}
13. Ausgang Relais
14. Ausgang Alarmsignal
15. negative Speisespannung $U_{DD\,Anzeige}$
16. Ausgang 1 Hz
17. Ausgang zum Anzeigesegment A_1
18. Ausgang zum Anzeigesegment B_1
19. Ausgang zum Anzeigesegment C_1
20. Ausgang zum Anzeigesegment A_2
21. Ausgang zum Anzeigesegment B_2
22. Ausgang zum Anzeigesegment C_2
23. Ausgang zum Anzeigesegment D_2
24. Ausgang zum Anzeigesegment E_2
25. Ausgang zum Anzeigesegment F_2
26. Ausgang zum Anzeigesegment G_2
27. positive Speisespannung $U_{SS\,Anzeige}$
28. Ausgang zum Anzeigesegment A_3, D_3
29. Ausgang zum Anzeigesegment B_3
30. Ausgang zum Anzeigesegment C_3
31. Ausgang zum Anzeigesegment E_3
32. Ausgang zum Anzeigesegment F_3
33. Ausgang zum Anzeigesegment G_3
34. Ausgang zum Anzeigesegment A_4
35. Ausgang zum Anzeigesegment B_4
36. Ausgang zum Anzeigesegment C_4
37. Ausgang zum Anzeigesegment D_4
38. Ausgang zum Anzeigesegment E_4
39. Ausgang zum Anzeigesegment F_4
40. Ausgang zum Anzeigesegment G_4
41. negative Speisespannung U_{DD}
42. negative Speisespannung U_{GG}

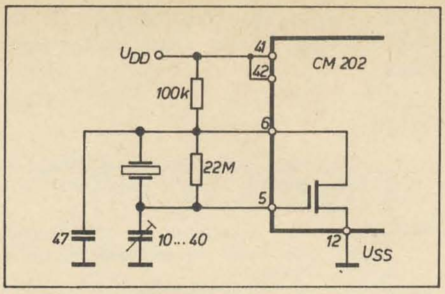


Bild 3: Alarmsignal

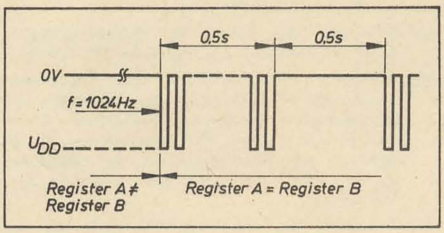


Bild 4: Taktgenerator

gang und einen Ausgang, wobei der Eingang gegen zufällige elektrostatische Potentiale nicht geschützt ist.

Register B

Auf diesen Eingang wird durch die Spannung U_{SS} eingewirkt (siehe Tafel 3).

Register Sekunden

Auf diesen Eingang wird durch die Spannung U_{SS} eingewirkt (siehe Tafel 3).

Ausgang Relais

Dieser Ausgang verfügt über eine Open-drain-Stufe. Sein aktiver Zustand ist bei logisch 0, der vom Beginn des Alarmsignales und vom Zustand des Registers C bestimmt wird (0 bis 59 Minuten). Es besteht die Möglichkeit, diese Zeitspanne bis auf 24 Stunden zu erweitern, indem auf den Eingang „Einschläfern" eingewirkt wird.
In diesem Fall muß das Register C aufgeladen werden. Das Anschließen des Einganges „Alarmsignal-Reset" an U_{SS} bestimmt den Beginn des Abzählens der gewünschten Zeitspanne. Das Ende dieser Zeitspanne wird als Summe von der Zeit bis zum Erscheinen des Alarmsignals und vom Inhalt des Registers C bestimmt.

Ausgang Alarmsignal

Dieser Ausgang verfügt ebenfalls über eine Open-drain-Stufe. Er gibt ein Signal ab, dessen Frequenz von 1 Hz mit 1 024 Hz moduliert wird. Die Dauer dieses Signals kann im voraus in dem Intervall von 0 bis 59 Minuten eingestellt werden, indem man die gewünschte Ziffer in das Register C einschreibt (s. Bild 3). Dieser Ausgang ist von den Eingängen „Einschläfern" und „Alarmsignal-Reset" abhängig.

Eingang Alarmsignal-Reset

Die Spannung U_{SS} an diesem Eingang führt zum Einstellen der Wirkung der Ausgänge 13 und 14.

Eingang Einschläfern

Das vorübergehende Anschließen dieses Einganges an U_{SS} führt zum Einstellen der Funktion des Ausganges 14, bis ein Null-Zustand in der ersten Stufe oder zwei Null-Zustände in der Anzeige des Registers C erreicht werden.
Eine erneute Aktivierung dieses Ausganges kann erst nach Ablauf einer Minute erfolgen, erst dann, wenn die erste Zählerstufe des Registers C von dem Zustand 0 in den Zustand 9 übergeht.

Eingang Langsames Aufladen

Die Spannung U_{SS} an diesem Eingang verändert den Inhalt des gewählten Registers (A, B oder C) mit einer Geschwindigkeit von zwei Ziffern in der Sekunde und setzt in den Null-Zustand das Register für die Sekunden bei seiner Anzeige.

Eingang Schnelles Aufladen

Die Spannung U_{SS} an diesem Eingang verändert den Inhalt des gewählten Registers mit einer Geschwindigkeit von 64 Ziffern in der Sekunde und setzt in den Null-Zustand das Register für die Sekungen bei seiner Anzeige.

Eingang Reset

Die Spannung U_{SS} an diesem Eingang setzt den Frequenzteiler und das Register A für die laufende Zeit auf Null. Register C erhält den Zustand 59.

Ausgang 64 Hz

Dieser Ausgang hat eine Open-drain-Stufe, die mit einem Außenwiderstand $R = 2\,k\Omega$, der an U_{DD} angeschlossen wird, zu betreiben ist.
Der Quarzresonator wird gemäß Bild 4 angeschlossen. Die Taktfrequenz liegt am Ausgang „64 Hz", damit bei Kontrollmessungen keine zusätzlichen Störungen eingebracht werden können.
Bild 3 zeigt die Form des Alarmsignales. Es

Tafel 3: Zustandstafel

Register	Eingangszustand Register B	Sek.	1. Ziffer	2. Ziffer	: 3. Ziffer	4. Ziffer
A	1	1	Stunde × 10	Stunde × 1	: Minute × 10	Minute × 1
Sekunden	1	0	X –	Minute × 1	: Sekunde × 10	Sekunde × 1
B	0	1	Stunde × 10	Stunde × 1	X– Minute × 10	Minute × 1
C	0	0	X –	Y –	: Minute × 10	Minute × 1

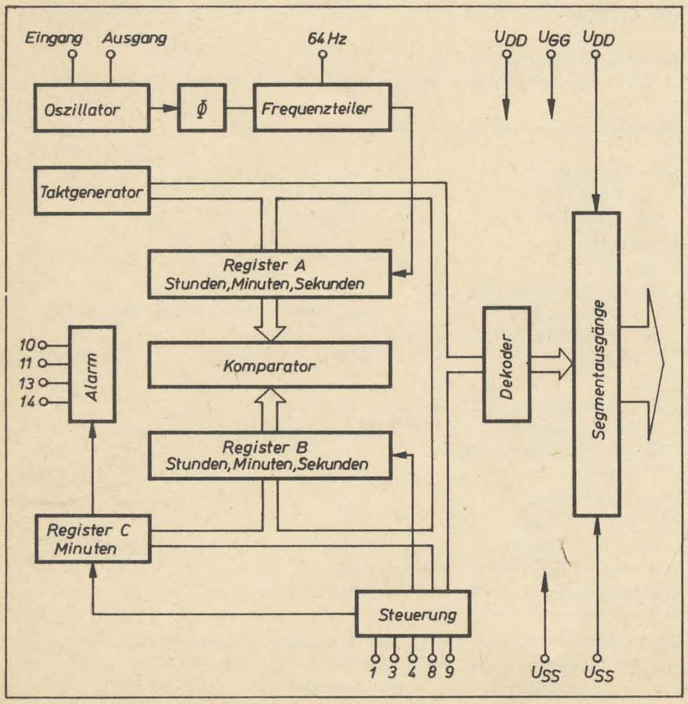


Bild 2: Prinzipschaltung

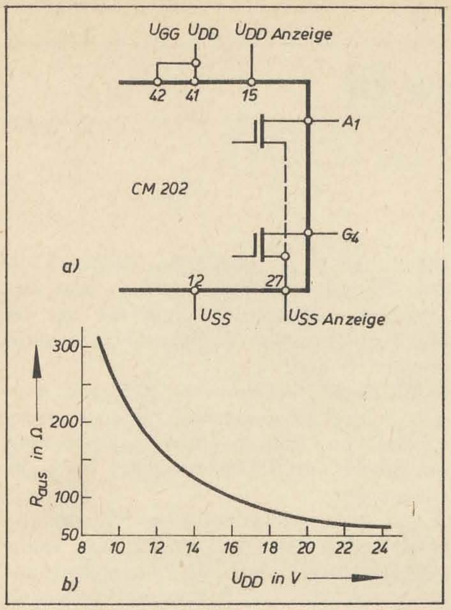


Bild 5: a) Segmentausgänge;
b) $R_{aus} = f(U_{DD\ Anzeige})$

ist vorgesehen, daß das Wecksignal über eine externe Treiberstufe verstärkt wird.
Die geometrischen Abmessungen der Ausgangstransistoren gewährleisten einen ausreichenden Stromfluß auch für den Betrieb mit LED-Displays.

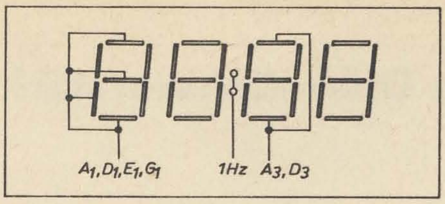


Bild 6: Anschluß der Segmente

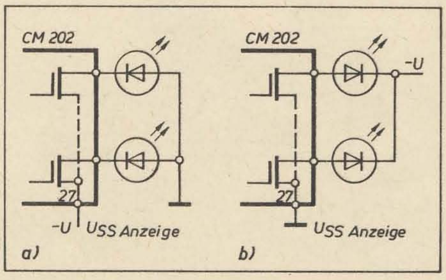


Bild 7: Anschluß von LED-Displays

Die Anordnung der Anschlüsse der Segmentausgänge ist im Bild 5a angegeben. Bild 5b zeigt die Abhängigkeit des Widerstandes R der Segmentausgänge von der negativen Speisespannung $U_{DD\ Anzeige}$. Die gezeigte Abhängigkeit ist für die Ansteuerung eines einzelnen Segmentes gültig.
Bei der Anwendung einer Siebensegmentanzeige werden die Anschlüsse gemäß Bild 6 unabhängig vom Typ des Displays (LED, LCD) verbunden.
Bild 7 zeigt zwei Möglichkeiten zum Anschluß eines LED-Displays (z. B. VQB 71).
In den Fällen, bei denen höhere Anforderungen an den Arbeitsstrom durch die Ausgangstransistoren gestellt werden, müssen externe Treiberstufen verwendet werden.
Die neue Version der IS CM 202 hat den Vorteil, daß ein separater Anschluß für die negative Speisespannung U_{GG}, die die Gate-Elektroden der Lasttransistoren in der Schaltung steuert, vorhanden ist.

Literatur

[1] Bogojew, T.: Integrierte MOS-Schaltungen für elektronische Uhren. radio fernsehen elektronik 28 (1979) H. 8, S. 488–491

100 Jahre optische Nachrichtentechnik

Die Übertragung von Nachrichten und Informationen über gebündelte Lichtstrahlen feiert im Jahre 1980 ihren 100. Geburtstag. Sie geht in ihrem Prinzip auf das „Photophon" zurück, das im Jahre 1880 von Alexander Graham Bell als Patent angemeldet wurde. Der in Schottland geborene Alexander Graham Bell beschäftigte sich als Taubstummenlehrer mit den physiologischen Vorgängen beim Hören und Sprechen. Nach seiner Übersiedlung in die USA wurde er im Jahre 1873 als Professor für Stimmphysiologie berufen und entwickelte 1876 eine praktisch einsetzbare Version des Telefons.
Beim praktischen Einsatz des Bellschen Photophons wurde Sonnenlicht verwendet, das über einen Reflektor und ein Linsensystem auf eine Membran geleitet wurde, die auf der Senderseite mit akustischen Schallwellen beaufschlagt wurde. Auf diese Weise entstanden Intensitätsschwankungen des gebündelten Sonnenlichtes. Nach Durchlaufen einer relativ kurzen Übertragungsstrecke traf der gebündelte Sonnenstrahl auf einen Selendetektor auf, der in einer entsprechenden Schaltungsanordnung die Intensitätsschwankungen des Sonnenlichtstrahles in einen elektrischen Strom umwandelte. Zusammen mit Elementen seines Telefons konnte Bell auf diese Weise eine optische Nachrichtenübertragung realisieren.
Zusammen mit der bereits 1870 vom irischen Physiker J. Tyndall (Tyndall-Effekt) entdeckten Streuung des Lichtes an Teilchen einer kolloidalen Lösung, wonach das Licht innerhalb eines Wasserstrahls auf einer gekrümmten Bahn geführt werden kann, standen mit dem Photophon erste Komponenten für die optische Nachrichtenübertragung zur Verfügung. Die Zeit für einen praktischen Einsatz war jedoch noch nicht reif, weiterhin fehlten andere wesentliche Komponenten zum Aufbau einer optoelektronischen Nachrichtenstrecke. Aus diesem Grunde ist es nicht verwunderlich, daß sich die elektrische Nachrichtenübertragung, die auf einen 1833 von Gauß und Weber gebauten Nadeltelegrafen zurückgeht, durchsetzte und ihren Siegeszug antreten konnte.

Infolge der ständig anwachsenden und zu übertragenden Informationsmengen baut heute die Entwicklung erneut auf die optische Nachrichtenübertragung auf. Leistungsfähige Komponenten auf der Senderseite (z. B. Leuchtdioden und Laser), auf der Empfängerseite (z. B. Lawinendioden) und dämpfungsarme Lichtleitfasern in Form der relativ billigen Glasfaser bilden die Grundlage für die sich immer stärker herausbildende optische Nachrichtenübertragung. Sie gewinnt ständig an Bedeutung, wie auch die zahlreichen und in aller Welt vorhandenen Versuchsanlagen zeigen.

Nicht uninteressant ist die Tatsache, daß bereits im Altertum Vorläufer einer optischen Nachrichtenübertragung bestanden, die zwar am Tage bzw. in der Nacht funktionierten, aber nicht gebündelte und nicht geführte Lichtstrahlen verwandten. Hierunter fallen in der einfachsten Version einer Nachrichtenübertragung Rauch- und Feuersignale, wobei vorher vereinbarte Signale zur Übertragung gelangten. So ließ im alten Griechenland Agamemnon die Nachricht vom Falle Trojas mit Hilfe von Feuerzeichen über eine – wie wir heute sagen würden – Relaisstrecke von Troja nach Griechenland übertragen.

Ein verbessertes optisches Nachrichtenübertragungssystem stammt von Aineias aus der ersten Hälfte des 4. Jahrhunderts unserer Zeitrechnung, das mit synchronen Bewegungsabläufen auf der Sender- und Empfängerseite arbeitete und einen sich langsam absenkenden Stab mit Nachrichtenfeldern benutzte. Hierbei wurde bereits ein Selektionsverfahren angewendet, das eine von mehreren möglichen Nachrichten übertragen kann. Aus der Zeit kurz vor der Zeitenwende ist durch eine Niederschrift von Polybios ein weiteres optisches Nachrichtensystem bekannt, das auf Grundlage einer Kodierung jede beliebige Nachricht Buchstaben für Buchstaben übertragen konnte. Die Bedeutung derartiger optischer Nachrichtensysteme war jedoch gering, da zu ihrem Betrieb über eine große Entfernung sehr viele Menschen erforderlich waren. Weiterhin fehlte noch die gesellschaftliche Notwendigkeit zur schnellen Übertragung von Nachrichten. Erst zur Zeit der französischen Revolution wurde die optische Nachrichtentechnik stärker eingesetzt. Hier war es der optische Telegraf von Chappe, der, zunächst als Versuchsanlage, zu einem von Paris ausgehenden Telegrafennetz führte und auch in anderen Ländern Eingang fand. Mitte des 19. Jahrhunderts war jedoch die optische Telegrafie gegenüber der aufkommenden elektrischen Telegrafie unterlegen und mußte, da sie nur am Tage zu betreiben und witterungsabhängig war, weichen. Heute bilden Lichtleitfasern zur geführten Übertragung von informationstragenden Strahlen ein nahezu ideales und störungsfreies Medium.

H. Bergmann

Leistungsendstufen mit Operationsverstärkern [1]

GERT SKRIBANOWITZ

Der Beitrag [1] hat leider einige erhebliche Mängel.

1. Der Autor verwendet eine Gegentaktendstufe mit um den Wert U_{BE} in Sperrichtung vorgespannten Transistoren (s. Bild 1). Der OV muß also den Spannungsbereich von −0,7...+0,7 V sehr schnell durchlaufen, da es sonst Nulldurchgangsverzerrungen gibt.

Die interne Endstufe des A 109 ist auch so geschaltet. Durch eine innere Gegenkopplung in der „schnellen" Treiber- und Endstufe werden die Verzerrungen jedoch unterdrückt. Der frequenzkompensierte OV ist aber so „langsam", daß die Nulldurchgänge einer externen Endstufe bereits bei einigen Kilohertz im Oszillogramm deutlich als Stufen sichtbar werden.

Übernahmeverzerrungen treten nicht in dem Moment auf, in dem beide Transistoren leitend sind, sondern dann, wenn beide gesperrt sind. Um das zu vermeiden, stellt man bei Leistungsendstufen meist einen geringen Ruhestrom ein, vermeidet also einen exakten B-Betrieb.

Das Entstehen der Übernahmeverzerrungen soll anhand von Bild 2a näher erläutert werden.

Bei jeder Halbwelle ist die Ausgangsspannung des Operationsverstärkers U_{OV} um den Betrag der Basis-Emitterspannung des jeweils leitenden Endtransistors größer als die Ausgangsspannung U_A. Wird $U_{OV} < U_{BE1}$, so wird infolge der gesperrten Endtransistoren der OV nicht mehr gegengekoppelt und durch die hohe Leerlaufverstärkung reicht eine äußerst geringe Eingangsspannungsänderung, um ihn auf den Wert U_{BE2} durchzusteuern. Hier wird bei leitendem T_2 die Gegenkopplung wieder wirksam.

Bei sinusförmiger Ansteuerung und sehr großer Spannungsanstiegsgeschwindigkeit geschieht dieser Übergang so schnell, daß er nicht stört (Bild 2a). Bild 2b zeigt dagegen die Verhältnisse bei relativ niedriger Spannungsanstiegsgeschwindigkeit.

Ist die Spannung U_{OV} auf den Wert U_{BE1} gesunken, so wird T_1 gesperrt. Die Ausgangsspannung U_{OV} des jetzt nicht mehr gegengekoppelten Operationsverstärkers benötigt die Zeit $t_ü = (U_{BE1} + U_{BE2})/S$, um U_{BE2} zu erreichen, um also die negative Halbwelle zu übernehmen. U_{OV} läuft dann mit der Geschwindigkeit S in negativer Richtung weiter, bis

$$U_{OV} = \frac{R_2 + R_3}{R_2} U_e + U_{BE2}$$

beträgt, U_{OV} also wieder den durch die Beschaltung des Operationsverstärkers vorgegebenen Sollwert von U_a um den Wert der Basis-Emitterspannung übersteigt.

Bei einer Gegentaktendstufe ohne Ruhestrom entstehen also Übernahmeverzerrungen, die von der Grenzfrequenz und Schaltzeit der Endtransistoren unabhängig sind. Durch die Basis-Emitter-Parallelwiderstände werden die Verzerrungen etwas gemildert, da sie während der Zeit, in der die Transistoren gesperrt sind, einen geringen Strom an den Ausgang liefern.

Abhilfe schafft ein Ruhestrom, der bewirkt, daß nie beide Endtransistoren gleichzeitig gesperrt sind. Die Endstufe kann dazu wie in [3] über eine Treiberstufe oder entsprechend den in [4] skizzierten Varianten an den OV angeschlossen werden. Eine wesentliche Verbesserung kann mit der im Bild 3 dargestellten Frequenzkompensation erreicht werden.

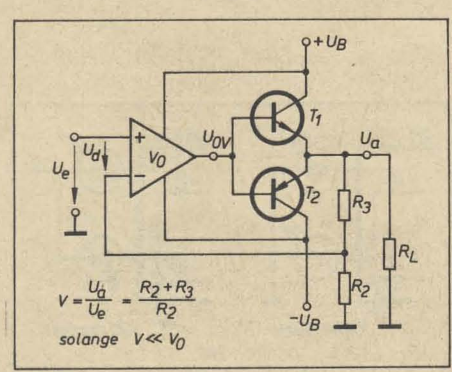


Bild 1: Prinzip des Operationsverstärkers mit Leistungsstufe nach [1]

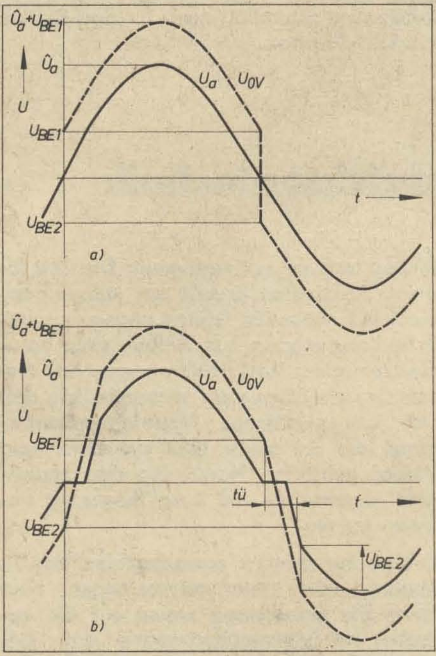


Bild 2: Zeitverlauf der Ausgangsspannung. a) S = ∞; b) S = 0,25 V/µs. Maßstab: P = 0,4 W an 4 Ω, f = 10 kHz

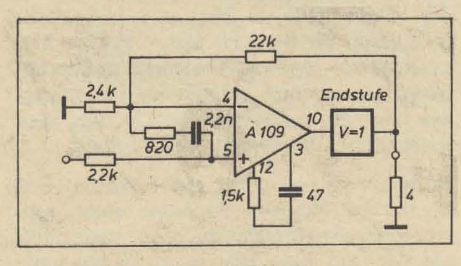


Bild 3: Frequenzkompensation des A 109 für V = 10 und S = 25 V/µs

2. Mit einem Klirrfaktor von 10 % gab man sich in der Vergangenheit nicht zufrieden, sondern man gab oft die Ausgangsleistung an, bei der der Klirrfaktor bis auf 10 % gestiegen war.

3. Der Autor verwendet einen Operationsverstärker A 109 (Typ µA 709) als Spannungsverstärker, der die Ausgangsspannung von U = 8 V Spitzenwert erbringen soll. Bei der verwendeten Frequenzkompensation ist aber eine maximale Spannungsanstiegsgeschwindigkeit von S = 0,25 V/µs erreichbar [2]. Die Frequenz, bis zu der ein Sinussignal unverzerrt übertragen werden kann, beträgt nach [2]

$$f \leqq \frac{S}{2\pi \hat{U}}$$

Daraus ergibt sich hier f = 5 kHz. Sollen höhere Werte erreicht werden, so muß eine andere Kompensation, z. B. für eine Mindestverstärkung von 10, mit den Werten

$C_4 = 470$ pF, $C_7 = 20$ pF bei $R_3 \geqq 9$ kΩ

gewählt werden. Dann beträgt S maximal 2,5 V/µs und f ≦ 50 kHz. Mit der Beschaltung nach Bild 3 erreicht man sogar S = 25 V/µs.

Zusammenfassung

Der Autor schreibt, daß mit dem Verstärker vorher nicht hörbare Verzerrungen hörbar wurden, die aber nicht von dem Verstärker herrühren würden. Das ist falsch – die Verzerrungen entstehen in diesem Verstärker. Auf keinen Fall ist die diskutierte Schaltung als hochwertiger NF-Verstärker einsetzbar.

Literatur

[1] Gerlach, E.: Leistungsendstufen mit Operationsverstärkern. radio fernsehen elektronik 29 (1980) H. 1, S. 49 und 50

[2] Herpy, M.: Analoge Integrierte Schaltungen. Budapest: Akademiai Kiado 1976

[3] Jüngling, H.: 25-W-HiFi-Endstufe mit integriertem Operationsverstärker. radio fernsehen elektronik 24 (1975) H. 18, S. 592 und 593

[4] Skribanowitz, G.: Dimensionierung des Emitterwiderstandes für temperaturstabile Gegentakt-B-Endstufen. radio fernsehen elektronik 29 (1980) H. 12 (in Vorbereitung)

Dipl.-Ing. E-Technik
übernimmt Entwicklung und Musterbau elektron. Rationalisierungsmittel

Ingo Garbrecht,
1634 Rangsdorf,
Ahornstr. 13

Dipl.-Ing. HORST JUNGNICKEL

Die Impulsbelastung erfordert spezielle mechanische Maßnahmen (konstruktive Gestaltung der Belaganschlüsse und der Befestigung des Wickels im Becher), um gegen Schock und Vibration unempfindlich zu sein.
Besonders störend ist der induktive Anteil durch den Wickel des Kondensators. Durch relativ einfache technologische Maßnahmen läßt sich dieser Anteil erheblich herabsetzen. So ergibt z. B. eine mehrfache Kontaktierung des Wickels und geeignete Zusammenschaltung dieser Kontakte wesentlich bessere Werte. Als Orientierungswerte für geforderte Daten gelten etwa:

—10 V, 22 000 μF, tan$\delta < 0{,}2$, Impedanz $< 10\ \text{m}\Omega$ bei 20 kHz

—16 V, 10 000 μF, tan$\delta < 0{,}1$, Impedanz $< 10\ \text{m}\Omega$ bei 20 kHz

Im Bild 105 ist der Scheinwiderstandsverlauf üblicher Elektrolytkondensatoren dargestellt. Der gestrichelte Verlauf entspricht dabei den gewünschten Werten. Als Alternativlösung bis zur vollständigen Verfügbarkeit schaltfester Elektrolytkondensatoren wird das mehrfache Parallelschalten von axial verpackten Elektrolytkondensatoren höherer Betriebsspannung empfohlen (z. B. 5 × 220 μF, 80 V nach TGL 7198). Die Kondensatorprobleme treten nur beim Sperrwandler auf. Durchflußwandler gestatten den Einsatz üblicher Ausführungen.
Beim Sperrwandler kann es erforderlich sein, spezielle Siebglieder anzuordnen. Als besonders geeignet haben sich dabei handelsübliche UKW-Drosseln nach TGL 9814 erwiesen.

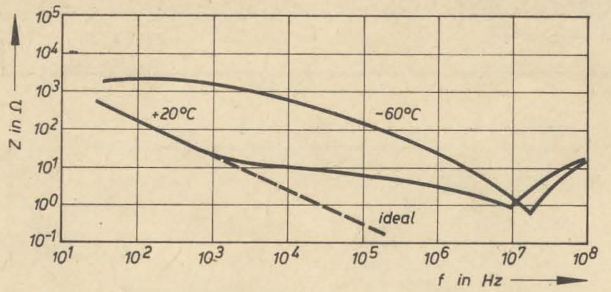


Bild 105: Scheinwiderstandsverlauf von Elektrolytkondensatoren

Tafel 16:
UKW-Drosseln nach TGL 9814

Strom In A	Induktivität in μH	Abmessungen in mm
0,25	40	7 × 30
1	20	4 × 25
1,6	10	2 × 20
4	10	7 × 30
10	6,3	10 × 35

In der Tafel 16 sind einige Daten enthalten. Auch beim Schaltregler ist das Parallelschalten eines MP- oder keramischen Kondensators zum ausgangsseitigen Elektrolytkondensator zu empfehlen.

11.8. Realisierungsbeispiele

Daß Regelschaltungen auch mit Spezialschaltkreisen recht aufwendig sind, kann einem Applikationsbeispiel mit der TDA 1060 [34] entnommen werden (Bild 106). Erwähnenswert ist die Anlaufschaltung. Die IS und der Ansteuertransistor werden zunächst über den Transistors T_1 versorgt. Nach dem Anlaufen erfolgt die Stromversorgung mit Hilfe der gesonderten Sekundärwicklung w_3. Diese Spannung ist größer als die über T_1 gelieferte, so daß die Diode D_3 leitend wird und T_1 sperrt. T_1 muß ein spannungsfester Typ sein ($U_{CE} > 350$ V). An R_{13} wird der Istwert abgenommen. Bei Überlast bringt der Spannungsabfall an R_{26} die Überlastschutzschaltung der IS zum Ansprechen, die den Wandler abschaltet.
In der Tafel 17 sind einige ausgewählte Hochspannungsschalttransistoren mit charakteristischen Daten zusammengestellt.
Bild 107 zeigt eine DDR-Entwicklung. Diese Schaltung kann bis zu einer Gesamtleistung von etwa 100 VA eingesetzt werden. Veränderungen der Ausgangsparameter sind leicht möglich, alle verwendeten Bauelemente gehören zum Stan-

Tafel 17: Hochspannungsschalttransistoren

Typ	U_{CEO}	I_{CM}	Hersteller
SU 160	1 500 V	5 A	DDR
SU 161	1 500 V	2,5 A	DDR
SU 165	900 V	2,5 A	DDR
KT 812 A	700 V	12 A	UdSSR
KT 812 Б	500 V	12 A	UdSSR
BUX 86	800 V	0,5 A	Valvo-Signetics
BUX 84	800 V	2 A	Valvo-Signetics
BUX 82	800 V	6 A	Valvo-Signetics
BUX 80	800 V	10 A	Valvo-Signetics
BU 426 A	900 V	6 A	Valvo-Signetics
BUW 36	900 V	15 A	SGS-Ates
BUW 46	900 V	30 A	SGS-Ates

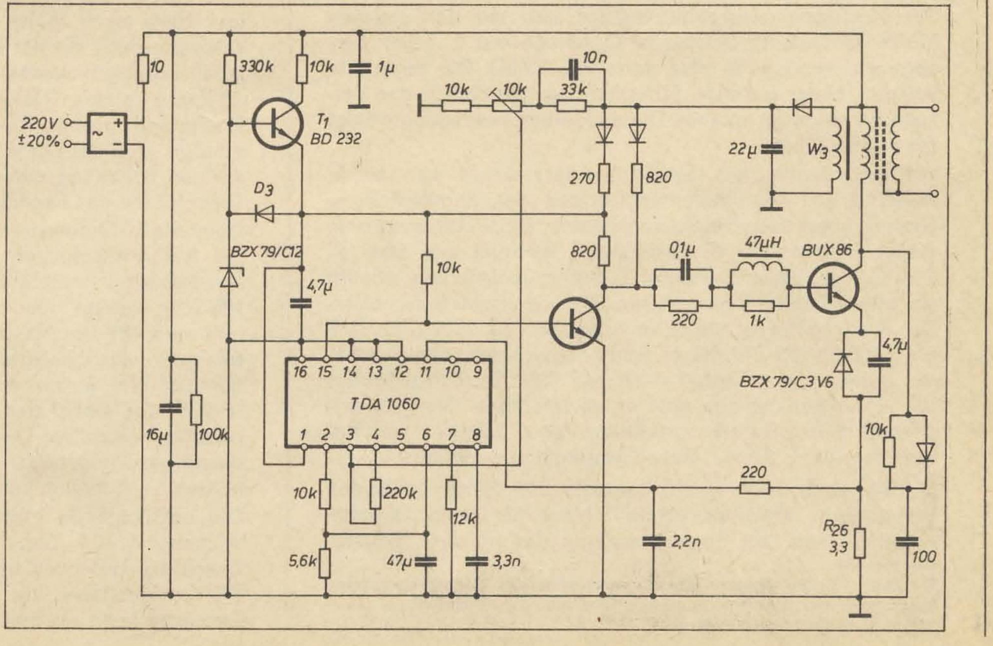


Bild 106: Sperrwandlermodul für 12 W mit TDA 1060

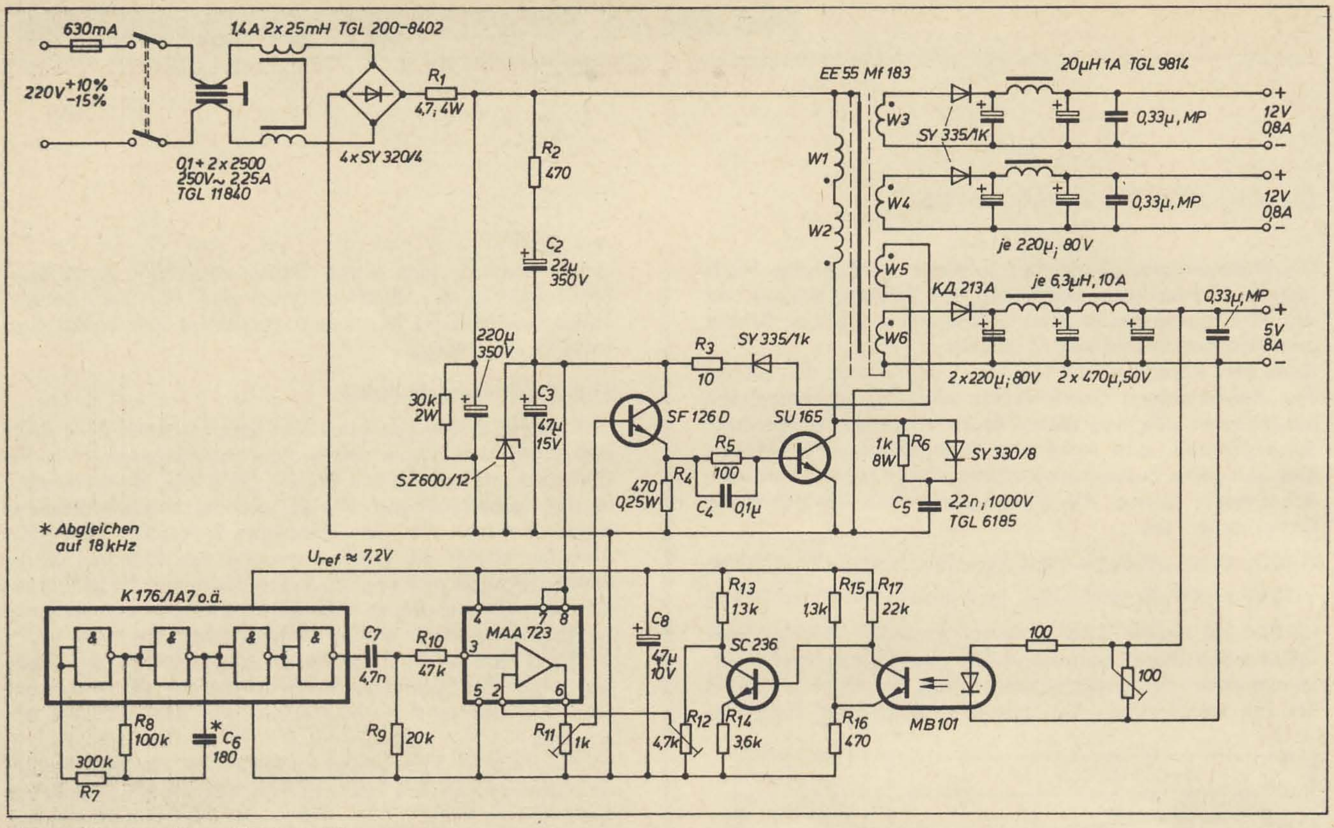


Bild 107: Sperrwandlermodul bis 100 W

dardsortiment. Die Schaltung hat sich inzwischen als nachbausicher erwiesen.[1])

Auf Grund der verschiedenen Ausgangsspannungen wurde das Sperrwandlerprinzip gewählt. Primärseitig erfolgt die Bereitstellung der Betriebsspannung in üblicher Weise. Obwohl eine Einweggleichrichtung genügen würde, ergibt die Brückengleichrichtung bessere Störspannungswerte. Die Funkentstörung entspricht F2 nach TGL 20 885. Der Schutzwiderstand vor dem Ladeelektrolytkondensator kann eventuell entfallen. Dessen Kapazität gewährleistet bis zu einer Periode Netzausfall die Funktion der Schaltung.

Der Übertrager ist nach dem Schema im Bild 108 gewickelt (primär: 122 Windungen 0,4 mm Cu; sekundär: 3,25 Windungen Cu-Folie 0,1 mm × 30 mm für 5 V, 6 Windungen 0,65 mm Cu für 12 V). Die Kombination R_2, C_2, C_3 dient als Anlaufschaltung. Über R_3 wird die Betriebsspannung nach dem Anlaufen zugeführt. Die Z-Diode begrenzt die Spannung beim Anlaufen und stabilisiert sie beim normalen Betrieb.

Der Hochspannungsschalttransistor wird mit der üblichen SOAR-Beschaltung betrieben. C_5 könnte auf 1...1,5 nF herabgesetzt werden. R_6 wird dann 2,2...2,7 kΩ. Die realisierte Variante bietet absolute Sicherheit, ist hinsichtlich der Verluste jedoch nicht optimal. Die endgültige Festlegung erfolgt am realen Muster.

Die Ansteuerung des Schalttransistors weicht vom bisher üblichen ab. Die Steuerimpulse aus der Regelschaltung (Ausgang des Impulsbreitenmodulators MAA 723) werden in einem Emitterfolger (Kollektorstufe) verstärkt und über R_5 und C_4 der Basis zugeführt. Die Dimensionierung erlaubt ein sehr schnelles Einschalten und ein sicheres Ausschalten. Das Ausschalten ist etwas verlustreicher als üblich, da sich die Speicherzeit bei dieser Schaltungsvariante ohne größeren Aufwand nicht weiter verringern läßt. Bei den geforderten Leistungen ist das aber zu rechtfertigen. Stark abweichende Stromverstärkungsfaktoren von Schalt- und Ansteuertransistor haben keinen wesentlichen Einfluß.

Die Regelschaltung weicht ebenfalls von bisher bekannten Verfahren ab. Kernstück ist die IS MAA 723. Deren Referenzspannung wird zur Stromversorgung der üblichen Bauelemente benutzt. Die Takterzeugung erfolgt durch einen astabilen Multivibrator, der mit einem CMOS-Schaltkreis realisiert wurde. Hier sind auch andere Typen, z. B. mit drei Gattern (oder auch NOR) einsetzbar. Der Taktgeber kann ersatzweise auch mit der IS D 491 oder D 492 bzw. mit der IS B 340 realisiert werden. Die Impulsfolgefrequenz liegt bei 18 kHz. In einem Differenzierglied C_7, R_9 wird ein geringer Dachabfall erzeugt. R_{10} dient der Entkopplung. Die Dachschräge muß in Korrelation zur Regelgeschwindigkeit der übrigen Schaltung stehen, da sonst Schwingneigung beim Durchfahren des Regelbereiches besteht.

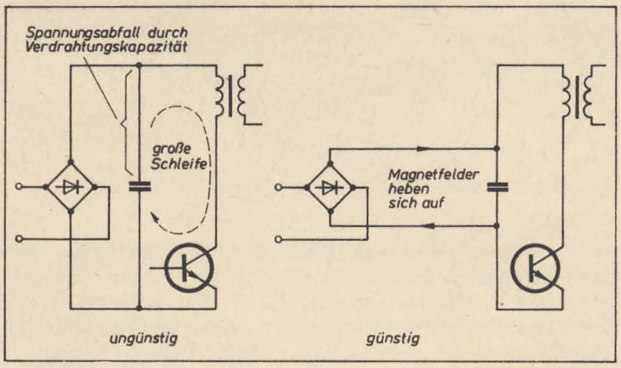


Bild 108: Verdrahtungsbeispiele

Über einen Optokoppler wird der Regelschaltung ein Teil der Ausgangsspannung galvanisch getrennt zugeführt. Der Typ MB 101 ist relativ langsam (besser geeignet wäre der MB 104), genügt aber den Anforderungen. Eine Besonderheit weist die Beschaltung des Optokopplers auf. Der Fototransistor wird gleichzeitig als Vergleicher und Verstärker benutzt. Wie üblich erfolgt der Vergleich zwischen Basis und Emitter, wobei der Emitter mit einer Referenzspannung beauflagt wird. Der Querstrom durch R_{15} und R_{16} ist hinreichend groß gegenüber I_C. Ein größerer Wert für R_{17} bringt höhere Verstärkung, erhöht aber die Schwingneigung.

Die nachfolgende Verstärkerstufe hat eine Spannungsverstärkung $V_u < 1$. Sie dient im wesentlichen der Negation. Durch die Auslegung dieser Stufe können sonst erforderliche RC-Kombinationen zur Phasenkorrektur entfallen. Für den Transistor kann ein beliebiger Typ zum Einsatz kommen. Bei

[1]) Kommerzielle Nutzer können entsprechende Nachnutzungsunterlagen von der Sektion Informationstechnik der Technischen Hochschule Karl-Marx-Stadt anfordern.

Verwendung des Arrays B 340 im Taktgeber kann der darin übrige Transistor dafür verwendet werden.
Mit R_{12} werden die Grenzen des Tastverhältnisses eingestellt. Im Mustergerät betrugen diese 0,25...0,5. Der Regler kann durch zwei Festwiderstände ersetzt werden. R_{11} begrenzt den maximalen Laststrom. Bei erhöhtem Strom setzt die Betriebsspannung über w_5 aus, und der Schalttransistor sperrt. Die erneute Inbetriebnahme ist erst nach Aus- und erneutem Einschalten des Netzschalters möglich. Es kann auch ein spezieller Startschalter vorgesehen werden. Dabei muß R_2 von C_2 getrennt und C_2 entladen werden.
Die sekundärseitige Beschaltung hängt vom Bauelementeangebot ab. Wenn impulsfeste und induktionsarme Elektrolytkondensatoren zur Verfügung stehen, vereinfacht sich die Schaltung.
Die Verlustleistung am Schalttransistor beträgt etwa 4 VA, an der Diode КД 213 entstehen etwa 7 VA. Im Mustergerät wurden die Kühlkörper der beiden Bauelemente isoliert vom Gehäuse montiert und die Bauelemente ohne Zwischenlagen befestigt.

12. Sonderschaltungen

Die bisherigen Ausführungen beschränken sich auf grundsätzliche Varianten. Zu allen gehören selbstverständlich weitere Modifikationen, auf die hier nicht vollständig eingegangen werden kann.
Bei Datenerfassungs- und Datenverarbeitungsgeräten treten eine Reihe zusätzlicher Forderungen an die Stromversorgung auf. So sind z. B. Erkennungsschaltungen für Netzausfälle vorhanden. Diese signalisieren einen beginnenden Netzausfall und leiten dabei verschiedene Maßnahmen ein, wie Umschalten auf eine andere Betriebsspannungsquelle (Batterie), Starten von Rettungsprogrammen für wichtige Programmteile u. a. Bei vielen Geräten sind dazu spezielle Speicher vorhanden, die mit Primärelementen versorgt werden.
Bei bestimmten Anwendungen ist auch die Reihenfolge des Ein- und Ausschaltens verschiedener Betriebsspannungen oder Baugruppen von Bedeutung. Es kann auch erforderlich sein, Schaltungen zur Spannungsüberwachung einzusetzen. Einige Varianten sind in [37] angegeben.

In stark gestörten Netzen, beispielsweise beim Vorhandensein thyristorgesteuerter Antriebe, ist ein gelegentliches Fehlen einzelner Perioden im 50-Hz-Netz durchaus normal. Für netztransformatorlose Schaltregler hat sich deshalb eine Dimensionierungsvorschrift für den primärseitigen Ladekondensator ergeben. Die Kapazität wird in Abhängigkeit von der Ausgangsleistung und den zugelassenen Periodenausfällen bestimmt. Ohne Ausfall sind 1 μF/W ausreichend. Bei einer halben Periode Ausfall sind 2,2 μF/W erforderlich, und bei einer Periode erhöht sich der Wert auf 3,3 μF/W. Diese Kapazitätswerte verhindern, daß bei den erwähnten Kurzausfällen die Erkennungsschaltungen ansprechen.

Diese Überdimensionierung des Ladekondensators kann in Abhängigkeit von der Aufgabenstellung auch bei anderen Stromversorgungen angewendet werden.
Bei der Realisierung von Regelschaltungen muß darauf geachtet werden, daß in allen Betriebszuständen keine Schwingneigungen und andere Instabilitäten auftreten. Die bisherigen Erfahrungen zeigen, daß bei geeignetem Schaltungsentwurf derartige Probleme doch von untergeordneter Natur sind. Ursachen für diese Störungen sind:

- zu große Verstärkung im Regelkreis
- nicht exakte Phasendrehung
- fehlende oder falsche Frequenzkompensation von Operationsverstärkern oder von speziellen Spannungsreglern
- ungünstige Anordnung der Bauelemente beim praktischen Aufbau.

12.1. Ferroresonanzregler

Auf Grund der Einfachheit, der hohen Zuverlässigkeit und der geringen Kosten sind ferroresonanzregulierte Transformatoren in der Vergangenheit weit verbreitet gewesen. Da derartige Transformatoren etwa die dreifache Eisenmasse und die zweifache Kupfermenge gegenüber üblichen Transformatoren benötigen, sind sie wegen des Materialaufwandes undiskutabel. Für größere Geräte, speziell als Vorregler, bestehen aber auch heute noch Einsatzmöglichkeiten. Hervorzuheben ist die große Dämpfung für Impulsstörungen, das völlige Fehlen von Überspannungsspitzen und die Möglichkeit, auf einem Kern verschiedene Sekundärwicklungen unterzubringen. Nachteilig sind die Empfindlichkeit gegenüber Netzfrequenzänderungen, die relativ großen Toleranzen der Ausgangsspannungen und die niedrige Regelgeschwindigkeit. Für weitere Angaben zu dieser Problematik wird auf die Spezialliteratur verwiesen [38] [39].

12.2. Einsatz von Thyristoren

Der Einsatz von Thyristoren verschiebt sich mit dem Aufkommen immer leistungsfähigerer Transistoren zu größeren Leistungen. Bis etwa 1 kW Ausgangsleistung bringen Thyristoren noch keine Vorteile. Bis etwa 2 kW sind Transistor und Thyristor gleichwertig, und erst bei größeren Leistungen ist der Thyristor dem Transistor überlegen. Diese Aussagen beziehen sich auf den Ersatz der Transistoren in den behandelten Schaltungen. Es ist nicht ausgeschlossen, daß weiterentwickelte Bauelemente, z. B. GTO-Thyristoren (gate-turn-off, am Gate löschbare und steuerbare Thyristoren) entsprechender Sperrspannung und Schaltgeschwindigkeit diese Aussagen korrigieren.
Man kann mit Phasenanschnittsteuerung oder mit Kondensatorumladung Stromversorgungen realisieren. Für Ausgangsspannungen ab etwa 30 V und ohne Netztrennung sind Schaltungen mit einem Wirkungsgrad bis zu 90 % bekannt. Nachteilig ist der große Störspannungsanteil. Bei den Verfahren mit Kondensatorumladung sind vor allem die räumlich großen, ungepolten Kondensatoren entsprechender Betriebsspannung (Metall-Papier, 600 V) ein Hinderungsgrund. In [40] sind einige Varianten beschrieben.
Der Vollständigkeit halber soll noch die sogenannte Wellenpaketsteuerung genannt werden. Eine Schaltung dazu kann [41] entnommen werden.

12.3. Sonstiges

Für spezielle Anwendungen, z. B. bei kleinen Eingangsspannungen, sind auch Schaltregler ohne Speicherdrossel realisierbar [42]. Derartige Schaltungen sind auch zur Spannungsverdopplung üblich, z. B. von 6 V auf 12 V. Benötigt werden diese Einrichtungen gelegentlich in Kraftfahrzeugen mit 6-V-Bordnetz zum Betreiben von Geräten mit 12-V-Anschluß [43] [44].

13. Vertikal-Feldeffekttransistoren (V-MOSFET)

Wie schnell neue Bauelemente bewährte und scheinbar ausgereifte und feststehende Konzeptionen verändern können, zeigt sich gegenwärtig beim V-MOSFET.
Bereits 1964 wurde von den Franzosen S. Teszner die Theorie des V-FET aufgestellt. 1969 konnte Prof. Nashazawa vom Electronic Telecommunications Research Laboratory der Tohoku University (Japan) die ersten Prototypen realisieren. 1973 brachten drei japanische Firmen die ersten Serientypen auf den Markt. Zur gleichen Zeit produzierte die UdSSR einen Leistungs-FET (КП 904 mit 50 W bei 5 A).
V-MOS-Leistungs-FETs kombinieren die hohe Leistung und die hohe Strom- und Spannungsfestigkeit von Bipolartransistoren mit dem hohen Eingangswiderstand, der hohen Verstärkung sowie einem linearen Übertragungsverhalten und den guten HF-Eigenschaften bisher bekannter MOSFETs.
V-MOS-Transistoren unterscheiden sich von den herkömmlichen MOS-Transistoren in flächenhafter Struktur durch den vertikalen Aufbau der Halbleiterschichten. Die metallisierte Gate-Elektrode ist in einer (oder mehreren) V-förmigen Einkerbung(en) des Substrates eingelagert. Durch den Stromfluß in der Senkrechten lassen sich erhebliche Verkürzungen der Kanallängen erreichen. Gegenwärtig sind 1 μm schon Serienwerte. Bild 109 zeigt den prinzipiellen Aufbau. Gegenüber bipolaren Leistungstransistoren ergeben sich eine Reihe von Vorteilen:

- hohe Stromdichte (z. B. $I_{DS} = 16$ A)
- hohe Durchbruchspannung zwischen Drain und Source (400 V)
- sehr kurze Schaltzeiten (30...80 ns bei 16 A)
- kein zweiter Durchbruch, bei Erwärmung sinkt I_{DS}

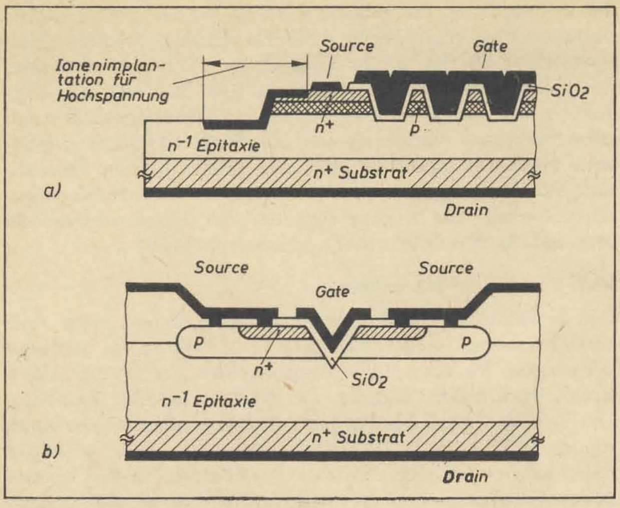


Bild 109: Strukturen von Leistungs-FETs.
a) Leistungs-FET; b) V-MOSFET

- keine Temperaturdrift, negativer Temperaturkoeffizient
- weitgehend lineares Übertragungsverhalten (I_D zu U_{GS})
- hoher Eingangswiderstand
- kleine Gate-Source-Kapazität
- große Steilheit, Verstärkungsfaktor $> 10^6$
- niedrige Rückwirkungskapazität.

Bei V-MOSFETs wirkt die Drain-Source-Strecke wie ein Widerstand. Eine Sättigungsspannung entsprechend bipolaren Transistoren tritt in diesem Sinne nicht auf.

Besonders das Widerstandsverhalten ist beim Einsatz in geschalteten Netzteilen von Vorteil. Durch Parallelschaltung sinkt auch bei hohen Strömen die Verlustleistung am Stellglied auf sehr kleine Werte. Ausgleichswiderstände sind dabei nicht erforderlich. Werden zwei ungleiche Typen parallelgeschaltet, so erwärmt sich der überlastete V-FET mehr als der andere. Durch Erwärmung vergrößert sich der Innenwiderstand, und der Drainstrom sinkt. Bei Leistungs-V-MOSFETs ist $R_{DS} \approx 0{,}2\,\Omega$ bei 16 A. Typen mit $R_{DS} = 0{,}5\,\Omega$ bei $I_D = 20$ A werden in der Literatur bereits erwähnt.

Ein bipolarer Transistor benötigt für einen Kollektorstrom von 10 A einen Basisstrom von etwa 0,5 A. Ein V-MOSFET benötigt beim gleichen Strom auf Grund der quasistatischen Steuerung nur einige Nanoampere zur Ansteuerung!

Wegen der geringen Schaltzeiten können V-MOSFETs mit einigen hundert Kilohertz betrieben werden. Bei Verstärkern sind einige hundert Megahertz erreichbar.

Der Einsatz in Schaltreglern bei Frequenzen von etwa 500 kHz bringt erhebliche Vorteile. Induktivitäten werden räumlich kleiner, die ausgangsseitige Siebung wird weniger aufwendig. Wesentliche Vereinfachungen ergeben sich bei der Fertigung von Typenreihen. Die Ansteuerschaltungen sind für alle Leistungsklassen gleich. Zur sinnvollen Realisierung gehören sehr schnelle Schottky-Leistungsdioden mit Sperrerholzeiten im Nanosekundenbereich und Spezialkondensatoren. Von Schaltungbeschreibungen wird wegen der z. Z. noch fehlenden Bauelemente Abstand genommen. Es sei zu dieser Problematik auf [45] verwiesen, dort sind Realisierungsvarianten zu Schaltreglern enthalten.

14. Funkentstörung

Allen Transistorspannungswandlern gemeinsam ist die magnetische Energiespeicherung über periodisch schaltende Transistoren. Die verwendete Wechselspannung ist rechteckförmig. Um geringe Ein- und Umschaltverluste zu erreichen, werden dabei möglichst steile Impulsflanken angestrebt. Übliche Schaltfrequenzen liegen im Bereich von 18...25 kHz. Oberwellen ab der 6. Harmonischen liegen demzufolge bereits im Langwellenbereich.

Für praktische Belange sind die Störfeldstärke und die Funkstörspannung von Interesse. Erstere wird im Bereich von 10 kHz...30 MHz gemessen. Gemäß den geltenden Bestimmungen darf dabei in 100 m Entfernung keine elektrische Störfeldstärke höher als 50 μV/m auftreten.

Für Spannungswandler (und ähnliche Geräte) wird verlangt, daß außerhalb von Gebäuden in allen Betriebs- und Belastungszuständen die Feldstärke kleiner als 10 μV in 10 m Entfernung ist.

Bei der meßtechnischen Ermittlung der Störfeldstärke im Bereich von 10 kHz...30 MHz ist nur die magnetische Feldstärke von Bedeutung. Die wesentlichsten Anteile der Störfeldstärke werden von den Zuleitungen zum Übertrager und durch unsachgemäße Anordnung des Schalttransistors und des Kühlkörpers erzeugt. Bei modernen, kompakten Aufbauten bestehen im allgemeinen keine Schwierigkeiten, die geforderten Werte einzuhalten. Ein handelsübliches perforiertes Stahlblechgehäuse ergibt eine Abnahme der Störfeldstärke um etwa 10 dB. Ein dichtes Al-Gehäuse (Wandstärke 1 mm) senkt die Werte bereits um etwa 20 dB.

Während die Störfeldstärke relativ einfach in den zulässigen Grenzen gehalten werden kann, sind zur Unterdrückung der Funkstörspannungen wesentlich aufwendigere Maßnahmen erforderlich. Die Funkstörspannungsmessung erfolgt entsprechend TGL 20 885. Je nach Anwendung sind verschiedene Funkstörgrade festgelegt. Meßbereiche sind 150 kHz bis 30 MHz und 30 MHz...300 MHz. Entsprechende Grenzwerte sind in den TGL enthalten. Bild 110 zeigt einen Auszug.

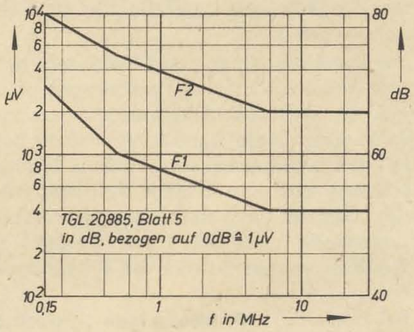


Bild 110: Funkstörgrad nach TGL 20 885, Blatt 5

Die Funkstörspannung ist als unsymmetrische Störspannung eines Leiters gegen Erde definiert. Die Messungen erfolgen mit einer Netznachbildung (NNB) und einem selektiven Voltmeter. NNB unterliegen strengen Festlegungen (TGL 20 885/07). Am Beispiel des netztransformatorlosen Schaltreglers werden einige Maßnahmen zur Einhaltung der Funkstörgrade erläutert.

Wird fortgesetzt

Literatur

[37] Schiller, D.: Stromversorgungsbausatz für mittlere Ströme und Spannungen. radio fernsehen elektronik 25 (1976) H. 14, S. 456 bis 464

[38] Davis, S.: Power supplies for computers and periphevals. Computer Design 11 (1972) H. 7, S. 55–63

[39] Philippow, E.: Der ferromagnetische Spannungsstabilisator. Leipzig: Akademische Verlagsgesellschaft Geest & Portig 1968

[40] Pelka, H.; Deppe, H.: Transformatorlose Netzgeräte mit kleinen Eigenverlusten. Siemens-Bauteile-Information 5 (1967) H. 5, S. 142 bis 149

[41] Hohl, R.: Wellenpaketsteuerung mit Nullspannungsschalter. Funkamateur 26 (1977) H. 2, S. 79 und 80

[42] Keeney, C. G.; Mc Whorter, M.: A Highly Efficient Inductorless Voltage-Regulator. IEEE Journal of Solid-State circuits 4 (1969) H. 4, S. 192–195

[43] Salomon, P.: Eisenlose Gleichspannungswandler mit A 205. radio fernsehen elektronik 28 (1979) H. 4, S. 263 und 264

[44] Fischer, G. O. W.: Eisenloser Gleichspannungswandler 6 V auf 12 V. Funktechnik 29 (1974) H. 14, S. 511 und 512

[45] Kroczek, K. D.: Bessere Schaltnetzteile durch VMOS-Leistungstransistoren. Elektronik 27 (1978) H. 4, S. 108–111

Service- und Amateurinformationen (76)

Mitteilung aus dem VEB Robotron-Elektronik Radeberg

Kofferfernsehempfänger combi-vision RF 3301/RF 3311

Teil 2 und Schluß

Aus dem Horizontalausgangsübertrager werden die Hochspannung und die Spannung für G_2 und G_4 der Bildröhre sowie die Spannung für die Videoendstufe bereitgestellt. Entnommen wird außerdem die negative Impulsspannung für die getastete Regelung und die Rücklaufaustastung. Für den C-Diodentuner und die Helligkeitsregelung der Bildröhre wird durch Gleichrichtung der negativen Impulsspannung am Anschluß 7 vom Horizontalausgangsübertrager am Kondensator C_{1080} eine negative Gleichspannung bereitgestellt. Die positive Gleichspannung für den C-Diodentuner wird durch Gleichrichtung mit der Diode V_{1007}, an der Primärwicklung vom Horizontalausgangsübertrager, am Anschluß 10 (Anzapfung Boosterdiode) entnommen.

Mit den Kondensatoren C_{1045}, C_{1051} und C_{1052} wird die Horizontalrücklaufzeit von 12 µs ± 0,5 µs eingestellt. Um Toleranzen von Ablenksystem, Zeilentransformator, Linearitätsregler und C_{1060} ausgleichen zu können, ist es möglich, den Kondensator C_{1045} auf dem Kühlblech des Horizontalendstufentransistors zu verändern. Dabei ist wie folgt zu verfahren:

Amplitude zu klein –
Wert von C_{1045} erhöhen
Amplitude zu groß –
Wert von C_{1045} verringern.
Bedarfswerte: 0; 4,7 nF; 10 nF.

Die Einstellkriterien sind dabei die vorgeschriebene Horizontalamplitude, die Hochspannung und die Rücklaufzeit.
Prüfwert für die Hochspannung:

$U_H = 11\ \text{kV}\ {}^{+0,5}_{-1,0}\ \text{kV}.$

Um die Rückwirkung der Horizontalendstufe auf die Schienenspannung zu verringern, wurde das Siebglied mit der Drossel L_{1012} und dem Kondensator C_{1056} in den Strompfad eingebaut.

Mit dem hochohmigen Spannungsteiler R_{1048} und dem Steller R_{1049} ist die positive Spannung am Helligkeitssteller einstellbar. Der Steller R_{1049} ist so einzustellen, daß bei voll aufgedrehtem Kontrast und zurückgedrehtem Helligkeitssteller der maximale Strahlstrom der Bildröhre 250 µA nicht übersteigt. Bei voll aufgedrehtem Helligkeitssteller und zurückgedrehtem Kontraststeller soll der Strahlstrom 50 µA ± 10 µA betragen.

Stromversorgung

Eingangsspannung 220 V

Über einen Transformator wird die Niederspannung für den Gleichrichterteil, bestehend aus einem Selenbrückengleichrichter mit angeschlossenem Ladekondensator, bereitgestellt. Aus Gründen der Streuarmut wurde für den Transformator ein Schnittbandkern eingesetzt. Der Netzeingang ist zur Einhaltung der Störspannungsbedingungen abgeblockt. Die Einschaltung des Gerätes erfolgt einpolig, die Absicherung über einen Schmelzeinsatz T 400. An den Gleichrichterteil schließt sich eine Sekundärsicherung T 2,5 A an.

Die Regelstrecke ist dreistufig ausgelegt und kurzschlußfest. Der Regeltransistor V_2 wird von dem Transistor V_{401} angesteuert. Der Emitter des Transistors V_{402} liegt an einer konstanten Spannung – erzeugt durch V_{403}, die Basis wird über die Widerstandskombination R_{402}, R_{403}, R_{404} gespeist. Die Ausgangsspannung wird mit dem Einsteller R_{403} auf den Sollwert 10,7 V — 0,1 V eingestellt. Die Ausgangsstrombegrenzung resultiert aus der Kombination R_{401}, V_{402} und V_{403}. Bei steigendem Ausgangsstrom sinkt die Spannung am Widerstand R_{401} und geht im Kurzschlußfall gegen Null. Ab einem durch den Wert des Widerstandes R_{401} vorbestimmbaren Wert sinkt die Ausgangsspannung im Kurzschlußfall auf 0 V. Nach Aufheben des Kurzschlusses ist die Regelstrecke wieder betriebsbereit. Der Widerstand R_1 dient der Wiedereinschaltung des Netzteiles.

Eingangsspannung 12 V

Der Batteriespannungseingang wird ebenfalls einpolig mit dem Ein-Aus-Schalter geschaltet und ist getrennt abgesichert.

Einstellung und Prüfung

– Prüfung Netzbetrieb

Bei synchronisiertem Bild ist mit R_{403} nach einer Einlaufzeit von mindestens zehn Minuten am Anschluß 83 der Stromversorgungsleiterplatte eine Spannung von $U_B = +10,7$ V einzustellen.

Spezielle Servicehinweise

Fehlererscheinung	Fehlerursache bzw. -beseitigung
zu wenig Ton	VAD-Modul, Filter Z_{1402} defekt
kein Empfang auf Band I, nur Moiré	ZF-Modul wechseln
keine Helligkeit beim Herausklappen des Chassis	Befestigungsschraube gibt Schluß mit C_{1035}
schlechte Bildauflösung	C_{1067} (560 pF) defekt
ungenügende Zeilenlinearität	C_{1052} von 4,7 ... 22 nF variieren
Bildfrequenz unstabil	VK-Modul R_{1602} von 68 kΩ auf 47 kΩ ändern
kein Ton	Ohrhörerbuchse schaltet nicht
Wackelkontakte	Steckverbindungen überprüfen
Ton regelt nicht bis 0	VAD-Modul wechseln
Abstimmspannung unstabil	Kühlkörper des MAA 550 liegt am Thermistor bzw. Regler an
kein Bild (keine Helligkeit), nur bei voll aufgedrehtem Strahlstromregler wird der Bildschirm hell	SF 357 defekt
keine Helligkeit	C_{1063} (10 nF) defekt, G_2 Bildröhre Spannung prüfen
Bild übersteuert	Spannung an MP 1001 muß 2,2 V betragen, ferner Impuls 26 überprüfen. Wenn in Ordnung, ZF-Modul wechseln
senkrechter weißer Balken (etwa 5 mm)	V_{1014} (SY 170) nicht in Ordnung
Bandabstimmung nicht in Ordnung, Bänder überlagert	V_{1001} bis V_{1004} überprüfen
U_b bricht zusammen	Isolierung, Boosterdiode gibt Schluß
Ausgangsspannung an Diodenbuchse zu gering	R_{1017} entfällt, R_{1016} von 1,5 MΩ in 820 kΩ ändern

Weiterhin muß beachtet werden, daß entgegen der Lösung bei den Vorgängertypen die Batteriesicherung bei diesen Geräten auch bei Netzbetrieb wirksam ist.

– Prüfung Batteriebetrieb

An Buchse X 2 (Batterieanschluß) ist eine Gleichspannung von 12 V anzulegen. Bei voller Funktion des Gerätes ist im synchronisierten Zustand bei maximaler Helligkeit ohne Ton die Stromaufnahme zu messen.

Prüfwert: $I_B = 2{,}05$ A.

Sonstige Einstellungen

Abgleich des UKW-Sperrfilters

An die Antennenbuchse ist ein Wobbelsignal anzulegen. Am Kontakt V 1 ist ein Tastkopf anzuschließen.
Der Abgleich des Sperrfilters erfolgt so, daß zwischen 87 MHz und 102 MHz die größte Dämpfung vorhanden ist.

Einstellung des Arbeitspunktes der Videostufe

Mit R_{1022} wird der Arbeitspunkt der Videostufe eingestellt.
2 V an Pkt. X 1006.5.

Einstellung der Bildröhrenschärfe

Bei Bildröhrenwechsel wird zum Erreichen der optimalen Bildmittenschärfe auf der Bildröhrenanschlußplatte eine Lötbrücke wahlweise zwischen Anschluß 7 der Bildröhre und Masse oder zwischen den Anschlüssen 6 und 7 der Bildröhre gelötet.

Umstellung des Gerätes auf 110 V Netzspannung

Auf Wunsch des Kunden kann das Fernsehgerät durch Umlöten der Brücken an der Primärseite des Netztransformators auf die Netzspannung 110 V umgestellt werden. Dabei muß die Sicherung F_1 gegen eine Sicherung T 0,8 A ausgetauscht werden.

Verwendete Meß- und Prüfgeräte, Prüfbedingungen

Vielfachmesser 100 kΩ/V
Vielfachmesser 20 kΩ/V
Hochspannungsmeßgerät
Strahlstrommeßgerät
Wobbeleinrichtung
Oszillograf
Fernsehsignalgenerator
Regeltransformator
Anschlußadapter mit Ersatzwiderständen
Gleichspannungsquelle
12 V ± 0,5 V; 2,5 A.

Die angegebenen Meßwerte sind Mittelwerte.
Gemessen wurde mit einem Vielfachmesser 100 kΩ/V.
Die Prüfvorgänge sollen möglichst bei einer Umgebungstemperatur von 22 ± 3 °C durchgeführt werden.

Rundfunk- und Fernsehmechanikermeister und Ing. für Elektronik mit eigener Werkstatt und PKW im Raum Mecklenburg, übernehmen Aufträge aus Industrie und Handwerk

Zuschriften an TK 5859 DEWAG, 1054 Berlin

Servicehinweise zum Kassettenrecorder mira

Mitteilung aus dem VEB Elektronik Gera

Der Kundendienst des VEB Elektronik Gera gibt folgende Hinweise zur Fehlererkennung bzw. zum Service des Kassettenrecorders mira.

Überprüfung des Netz-Batterie-Umschalters

Der Netz-Batterie-Umschalter (Anschlußbuchse montiert) schaltet beim Anschluß des Netzkabels an das Gerät mit Hilfe von Kontaktfedern die Batterie ab. Ist diese Abschaltfunktion gestört, so werden die Batterien nicht galvanisch vom Netz getrennt. In diesem Fall liegt dann bei Netzbetrieb die vom Netzteil gelieferte Gleichspannung am Batteriesatz und bewirkt eine Zerstörung der Batterien. Nach jeder Reparatur bzw. jedem Eingriff in das Gerät sollten daher unbedingt die Batteriekontakte auf Spannungsführung bei Netzbetrieb überprüft werden.

Unregelmäßige Pegelschwankungen bei Aufzeichnung bei Netzbetrieb

Diese nichtreproduzierbaren Lautstärkeschwankungen bei Aufzeichnung bei Netzbetrieb können durch elektrische Störimpulse (hörbar als Knackgeräusch) verursacht werden, die entweder über dem NF-Eingang (Diodenbuchse) oder dem Netzanschluß anliegen. Derartige Impulse wirken sofort auf die automatische Ansteuerung, C_{211} lädt sich schnell auf, T_{105} und T_{101} steuern durch, und der Aufnahmepegel sinkt ab. Eine mögliche Fehlerursache sind Toleranzen der Bauelemente C_{110} oder D_{101}, die meßtechnisch nicht zu erfassen sind. Sollte keine Fehlerursache ermittelt werden, so kann zusätzlich ein Widerstand von etwa 470 Ω in Reihe zu C_{128} geschaltet werden. Dadurch wird die Aussteuerungsautomatik „träger".

Knackimpulse bei Wiedergabe

Treten bei Wiedergabe über Batterie- und Netzbetrieb periodisch Knackimpulse auf, so liegt die Ursache meist in elektrostatischen Aufladungen der Antriebspese bzw. des Plasteteiles der Schwungmasse. Abhilfe bringt Reinigen der betreffenden Teile mit Spiritus bzw. vorsichtiges Einsprühen mit Antistatikspray (Pese, Schwungmasse, Hebel 3). Bei Verwendung von Antistatikspray sind die Leiterplatten unbedingt abzudecken (Kurzschluß und Zerstörungsgefahr).

Fehler „ausgebrochener Kassettendeckel"

Um diesen Fehler zu beseitigen, wurde am Gerät folgendes verändert:

- Verstärkung des Anschlages am Seitenteil von 1 mm auf 2 mm
- Vertiefung der Aussparung am Gehäuseunterteil.

Zu beachten ist, daß diese Vertiefung beim Einsatz neuer Ersatzteile nachzuarbeiten ist.

Verlegen der Fremdspannungskompensationsschleife

Bedingt durch die Kompaktheit des Gerätes streut das Netztransformatormagnetfeld insbesondere über die Induktivität des Aufnahme-Wiedergabe-Kopfes als Netzbrummen in den Verstärker ein. Zur Kompensation dieser Einstreuung wurde parallel zu R_{106} eine Drahtschleife geschaltet, in der das Streufeld des Netztransformators ebenfalls eine Brummspannung mit möglichst 180° Phasenverschiebung induziert.
Mit der für jedes Gerät individuellen Verlegung der Kompensationsschleife werden Amplitude und Phasenlage der in der Schleife induzierten Spannung so eingeregelt, daß im Ergebnis der Überlagerung mit der im Magnetkopf induzierten Brummspannung eine optimale Kompensation erreicht wird.
Hinweise zur Verlegung der Kompensationsschleife – zu beachten bei Neuverlegung bzw. Fehler „Netzbrummen bei Wiedergabe":

- Kassettengrundbaustein im Unterteil eingeschraubt lassen
- Tastenstellung Wiedergabe bei eingelegter Kassette und betätigter Pausentaste
- Lautstärke auf optimale Hörbarkeit der Brummeinstreuung fest einstellen
- jetzt ist die Kompensationsschleife auf der NF-Platine in eine solche Lage zu bringen, bei der die Brummeinstreuung den hörbar niedrigsten Wert hat
- anschließend Befestigung der Drahtschleife mit Klebeband.

Beseitigung einer starken Brummeinsteuung bei Aufnahme über internes Mikrofon

In den meisten Fällen kann Abhilfe geschaffen werden durch den Einsatz von zwei Elektrolytkondensatoren 47 μF/10 V.

Eine weitere Möglichkeit besteht in der Veränderung der Verlegung der Anschlüsse des Mikrofons. Zur Veränderung der Verlegung der Massezuleitung des internen Mikrofons ist diese aus der Verdrillung mit Betriebsspannungszuleitung zu lösen und so über der Mikrofonleiterplatte zu verlegen, daß Brummeinstreuungen kompensiert werden.

Die Stärke der Einstreuung wird durch Mithörkontrolle über Ohrhörer in der Tastenstellung Aufnahme über internes Mikrofon und eingelegter Kassette festgestellt.

Stromlaufplan des Kassettenrecorders mira siehe Seite 649

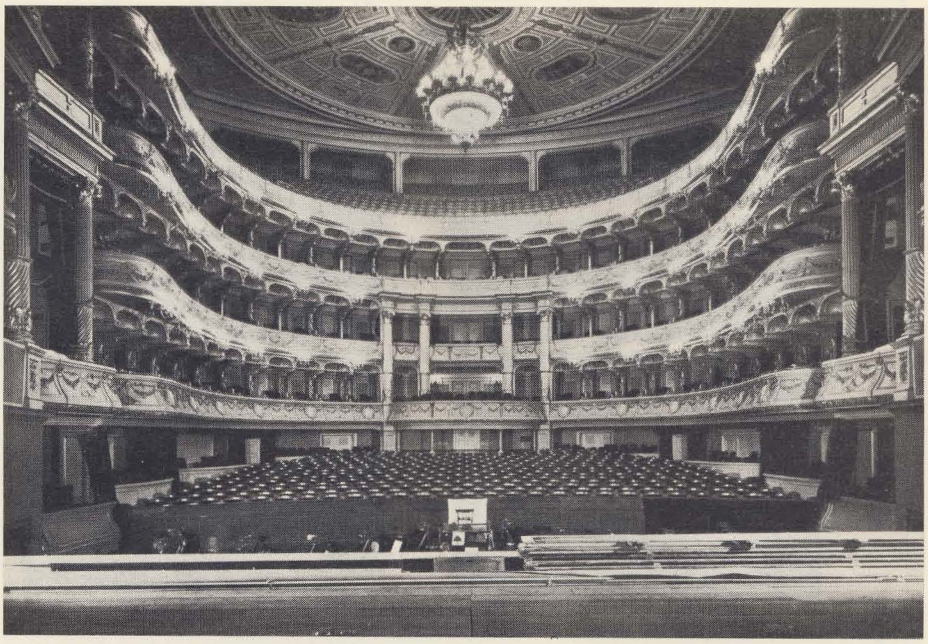


Bild 1: Blick von der Bühne in den historischen Zuschauerraum der Dresdner Semper-Oper
Foto: Deutsche Fotothek Dresden

Zum Wiederaufbau der Semper-Oper

Prof. em. Dr.-Ing. WALTER REICHARDT

In einer Schrift „Allgemeines über die Einrichtung des Dresdner Theaters" hat sich Gottfried Semper nach Fertigstellung des ersten Opernhauses 1849 auf etwa drei Seiten mit der Akustik des Zuschauerraumes beschäftigt [1]. Das war einer der wenigen Fälle, in denen sich ein Architekt mit Problemen der Akustik selbstverantwortlich auseinandersetzt. Wir müssen heute mit besonderer Bewunderung feststellen, daß er ganz wesentliche akustisch vorteilhafte Merkmale erkannt und mit der Architektur verbunden hat. Schallreflektierende Flächen in Bühnennähe und große schallzerstreuende Flächen unter den Rangbrüstungen und der Logenrückwände wurden von ihm als akustisch wirkungsvoll beschrieben und bewußt so konzipiert. So kam es, daß ein nicht nur gestalterisch wohlgelungenes Werk entstand, sondern ein Opernhaus, dessen Akustik weltberühmt wurde.

1966 wurde ein Ideenwettbewerb zum Wiederaufbau der im Kriege zerstörten Oper ausgeschrieben. Die in ihrer Grundstruktur erhalten gebliebene Außenstruktur sowie das Foyer sollten historisch wieder aufgebaut werden. Der Zuschauerraum sollte der heutigen Zeit angepaßt werden, aber selbstverständlich eine mit dem historischen Teil harmonisierende, erlebnissteigernde Gestaltung erhalten.

Diese Entwürfe in baukünstlerischer Hinsicht zu vergleichen und zu werten, kann nicht Aufgabe dieses Aufsatzes sein.

Der Verfasser, der auch zu dieser Zeit schon als akustischer Berater eingesetzt war, forderte aber selbstverständlich, daß der neugestaltete Innenraum auf keinen Fall geringere akustische Qualitäten als das frühere Haus besitzen darf. Im Institut für Technische Akustik der Technischen Universität Dresden war eine Meßmethode entwickelt worden, die es gestattet, schon am Modell (Maßstab 1:20) die akustischen Eigenschaften eines geplanten Auditoriums zu messen. Sie wurde erstmalig beim Wiederaufbau der Staatsoper Berlin angewendet. Es hatte sich an diesem Beispiel gezeigt, daß man sich darauf verlassen kann, daß die Meßergebnisse (von Platzzone zu Platzzone sehr verschieden) im Modell und am fertigen Bau sehr gut übereinstimmen. Es wurde daher ein Modell des früheren Zuschauerraumes angefertigt. Bild 1 zeigt eine Fotografie des historischen Baues, von der Bühne her betrachtet, Bild 2 das fertige Modell mit dem Autor des Beitrages. Die Messungen an diesem Modell zeigten so viele gute Reflektogramme und diese in so guter Verteilung über alle Platzzonen, wie sie bisher noch an keinem anderen Projekt festgestellt wurden.

Der Impuls-Schall-Test

Für diese Modellmessungen wird ein Funkenknall am Ort der Schallquelle (Bühne oder Orchestergrube) erzeugt. In der Platzzone, die geprüft werden soll, wird ein Mikrofon aufgestellt. Es nimmt eine Fülle von Reflexionen auf, die auf unterschiedlichen Wegen, später natürlich mehrfach reflektiert, zum Hörerort gelangen.

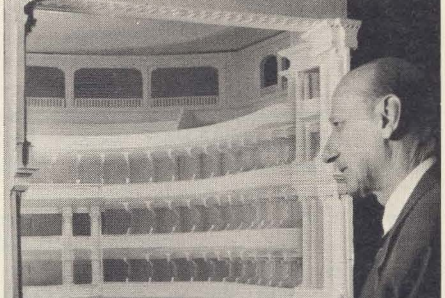


Bild 2: Modell des historischen Zuschauerraumes der Semper-Oper Foto: Dr. R. Dietzel

Bild 3 zeigt derartige Reflektogramme. Sie sind in der Staatsoper Berlin teils von Bühnenmitte aus, teils aus der Orchestergrube an zwei Plätzen im Parkett (in der Mitte und an der Seite der 12. Reihe) aufgenommen. Die Reflektogramme mit dem Zeitmaßstab 2,5 ms sind im Modell, die mit dem Zeitmaßstab 50 ms am fertigen Bau aufgenommen. Beim Vergleich der Meßergebnisse am Modell und am Bau muß man berücksichtigen, daß aus meßtechnischen Gründen sowohl der Zeit- wie der Amplitudenmaßstab nicht völlig gleich sind. Man erkennt, daß die Hüllkurven beider Aufnahmen fast übereinstimmen. Sie sind stark platzabhängig. Der Unterschied zwischen „guten" und „schlechten" Plätzen erklärt sich damit.

Man sieht, daß an jedem Platz mehrere hundert Reflexionen einfallen. Das menschliche Ohr hört diese nicht einzeln, sondern integriert sie zu einem Gesamtklang. Man kann aus den Reflektogrammen aber Maßstäbe für Lautstärke, Klangfülle, Durchsichtigkeit, Raumeindruck, Verschmelzen der Klänge, harten und weichen Klangeinsatz, natürlich auch für Gefahren, wie Echos, ableiten.

Der erfahrene Akustiker, der schon an vielen Modellen oder in vielen Räumen solche Reflektogramme aufgenommen hat, erkennt schon am optischen Bild dieser Reflektogramme, welche raumakustischen Klangeigenschaften an dem Meßplatz erwartet werden können.

Bild 4 zeigt den „Orchestersender". Er strahlt allseitig vom Aufstellungsort am Fußboden aus. Man kann annehmen, daß

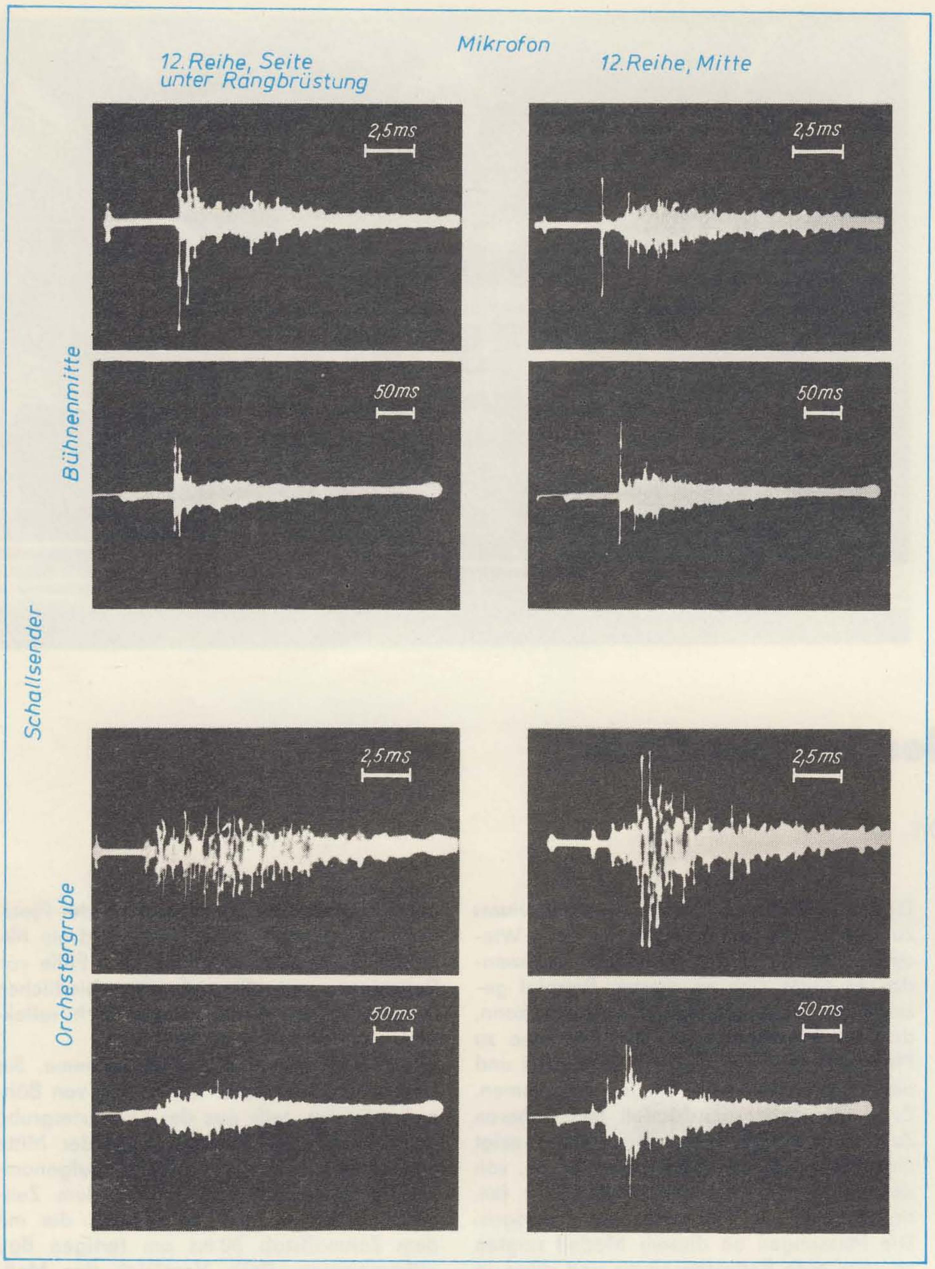


Bild 3: Reflektogramme in der Deutschen Staatsoper Berlin. Modell: Maßstab 2,5 ms; Fertigraum: Maßstab 50 ms. Die Maßstäbe für Zeit und Amplitude sind aus technischen Gründen nicht identisch

im Mittel die Orchesterinstrumente Schall auch gleichförmig nach allen Seiten abstrahlen. Beim menschlichen Sprecher oder Sänger ist das nicht der Fall. Bild 5 zeigt einen Sender, der maßstäblich einen verkleinerten Sänger nachbildet. Der Knallfunken wird in einer „Mundhöhle" erzeugt. So entsteht eine Richtcharakteristik dieses Strahlers, die ausreichend der eines Sprechers oder Sängers entspricht.

Bild 6 zeigt den Empfänger, eingebaut in einem Rangplatz. Er besitzt zwei Mikrofonmembranen, nach dem Sellschen Prinzip arbeitend. So kann man die Signale getrennt für den Einfall am linken und rechten Ohr beobachten. Natürlich können auch beide Signale elektrisch addiert werden.

Es reicht nicht zum Erhalt zuverlässiger Ergebnisse, die Abmessungen des Kopfes und seiner Umgebung beim Sender und empfangenden Mikrofon maßstabsgerecht zu verkleinern. Auch die Schallwellenlängen, mit denen gemessen wird, müssen im Maßstab 1:20 verkleinert werden. Nur so kann erwartet werden, daß die Beugungserscheinungen an strukturierten Wand- und Deckenteilen (Pilaster, Säulen, Relief, Kassettierungen, Rangbrüstungen, Logenwände usw.) getreu nachgebildet werden. Das bedeutet, daß die Messung in einem Frequenzbereich erfolgt, der im Verhältnis 1:20 ins Ultraschallgebiet verschoben werden muß. Etwas genauer gesagt: Wenn im Hörbereich von 100...5 000 Hz gemessen werden soll, muß dies bei der Modellmessung im Frequenzbereich 2...100 kHz geschehen. Diese Frequenzen werden von einem Funkenknall gut abgestrahlt. Auch die Aufnahme mit einem Kondensatormikrofon stellt keine außergewöhnlichen Probleme. Jedoch ist zu beachten, daß für diese hohen Frequenzen die Ausbreitungsdämpfung in Luft sehr viel höher ist. Da man aber nur einen einmaligen, kurzen Vorgang betrachtet, kann man die erhöhte Dämpfung elektronisch in Abhängigkeit von der Laufzeit der beobachteten Reflexion ausgleichen.

Gute und schlechte Reflektogramme

Nicht nur aus der Betrachtung von Reflektogrammen, die aus gut und weniger gut beurteilten Hörzonen in Konzertsälen gewonnen wurden, entstanden Bewertungen der Reflektogrammbilder. Es wurden in umfangreichen Versuchen im „synthetischen Schallfeld" auch viele Raumwirkungen künstlich erzeugt und musikverständigen Beobachtern vorgespielt. Bild 7 zeigt den Aufbau eines solchen synthetischen Schallfeldes im großen reflexionsarmen Raum der TU Dresden. Mit elektroakustischen Kanälen lassen sich Raumreflexionen und Nachhall nachbilden. Ein gleitender Übergang von ganz trockener zu überhalliger Wiedergabe ist möglich. Es verblüfft immer jeden Beobachter, dem ein solches synthetisches Schallfeld vorgeführt wird, mit welcher Naturtreue sich die Klangwirkung von Konzert- und Theaterräumen nachbilden und variieren läßt. Durch Beurteilung solcher künstlich erzeugter Klangbilder verschaffen wir uns fundierte Urteile über gute, schlechte und gefahrvolle Reflektogramme. Es zeigt sich, daß die Urteilsstreuung sehr hoch ist. Erst der Mittelwert von etwa 20 Versuchspersonen erlaubt eine signifikante Aussage. Studenten und Assistenten, aber auch viele prominente Musiker dienten als Versuchspersonen. Nur so konnten wir eine zuverlässige Urteilsgrundlage des Impuls-Schall-Testes gewinnen.

Meßergebnisse an Modellen der Semper-Oper

Im Projektierungszeitraum bis 1971, in dem noch nach einer Zuschauerraumgestaltung gesucht wurde, die Ausdruck der heutigen Zeit und Gesellschaftsform ist, wurde auch ein akustisch sehr interessantes Projekt verfolgt. Es ist dadurch gekennzeichnet, daß die Ränge etwas losgelöst von der Rückwand, sozusagen freischwebend, angeordnet wurden. Damit ließ sich auch eine schärfere Betonung der Kreisform (weniger Hufeisen) des Raumes erzielen. Sie hatte bei Beurteilung der Entwürfe des Preisausschreibens bei dem vom Architekten Hänsch eingereichten Entwurf besonders gefallen. Der Gedanke abgelöster Ränge war auch in dem Entwurf Kaiser aufgegriffen worden. Der Verfasser versprach sich von einer solchen (auch an anderer Stelle schon verwirklichten) Lösung eine allseitige Schallumspülung der Zuhörer auch im Rang. Sie wäre zweifellos auch eingetreten

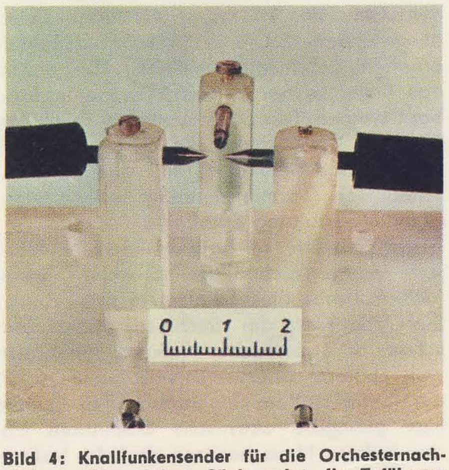


Bild 4: Knallfunkensender für die Orchesternachbildung. Die mittlere Säule zeigt die Zuführung eines Zündfunkens (über einen eingebauten Vorwiderstand) schwacher Intensität, mit dem der Zeitpunkt des ausgelösten Knalles gesteuert wird **Foto: Dr. R. Dietzel**

und von den dort Sitzenden vorteilhaft empfunden worden. Trotzdem zeigten die Messungen an einem so konzipierten Modell, daß der doppelte Schalldurchtritt durch die publikumsbesetzten Rangreihen eine größere Schallabsorption im ganzen Raum brachte. Die damit verbundene Senkung der Nachhallzeit und der Raumantwort war nicht tragbar.

Der etwa 1970 fertiggestellte Entwurf P (die Entwürfe wurden nach dem Alphabet bezeichnet) stellte ein Dreirangtheater dar. Er fand die Billigung einer sehr sachverständig zusammengestellten und vom Oberbürgermeister der Stadt Dresden einberufenen Kommission. Er zeigte akustische Meßergebnisse, die dem historischen Vorbild gleichwertig waren.

Der Weg zu dieser Lösung war sehr mühevoll. Die Forderungen nach Sichtverbesserung, Bühnenbeleuchtung vom Zuschauerraum aus, ausreichend ökonomisch vertretbare Platzkapazität standen gegen die Forderungen der Akustik. Auch alle Versuche, eine mehrreihige Besetzung der Ränge zu projektieren, scheiterten an erheblicher Verschlechterung der Akustik. Die Nachhallzeit des Gesamtraumes ging zurück. Es entstanden auch in unerwünschter Anzahl überschattete Plätze (unter überkragenden Rangteilen). Auch die Raumantwort (für Sänger und Musiker) wurde gefährdet. Der Schall verschwindet an stark besetzter Rückwand und kehrt nur geschwächt zu den Aufführenden zurück.

Gottfried Semper hatte durch geringe Tiefe der Logen hervorragend dafür gesorgt, daß auch die Rückwände der Logen zur Schallreflexion beitrugen. Wenn man auch von der Logenverteilung in den Rängen abging, so wurde erkannt und auch meßtechnisch erhärtet, daß man an der Seite über zwei Reihen, an der Rückwand über drei Reihen in der Rangbesetzung nicht hinaus gehen konnte.

1975 setzten nach einer Projektierungspause sehr sorgfältige Untersuchungen ein, ob der Konzeption nicht der Vorzug zu geben ist, die sich an das historische Vorbild so weitgehend wie möglich anschließt. Man fand Lösungen (auch für den rückwärtigen, völlig zerstörten, hinter der Bühne gelegenen Teil des Hauses), die das ermöglichten. Der Minister für Kultur entschied zugunsten dieser Lösung. Eine streng historische Nachbildung war aber nicht möglich. Die Sitzplatzanordnung des früheren Hauses hatte etwa 600 stark sichtbehinderte Plätze. Daß etwa 500 Plätze auf dem früheren vierten und fünften Rang untergebracht waren, ist heute auch nicht mehr vertretbar. Diese Zone wurde zwar akustisch sehr gelobt, die gesellschaftliche und sichtmäßige Abtrennung von Bühne und Theaterraum ist nicht zumutbar. Eine Untersuchung der erhalten gebliebenen Bausubstanz ergab, daß der Zuschauerraum seitlich verbreitert werden konnte, wodurch auch die Sicht verbessert wurde. Man hatte zunächst die Hoffnung, daß die Vergrößerung des Volumens (seitliche Verbreiterung um je 2 m) eine größere Nachhallzeit ergeben könnte. Die Messungen an einem Modell mit der neuen, letzten Konzeption zeigten aber, daß diese Erwartung nicht zu erfüllen war. Im gleichen Maße, wie das Volumen sich vergrößerte, wuchs auch die besetzte Parkettfläche. Das war

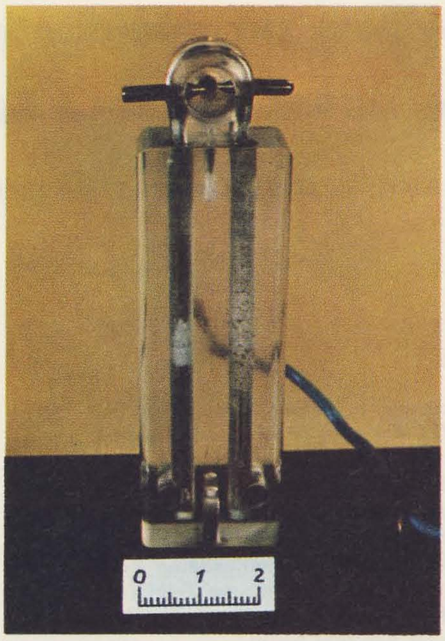


Bild 5: Knallfunkensender für die Sängernachbildung. Kopf und Rumpf sind maßstäblich nachgebildet, damit die Richtcharakteristik der Abstrahlung entsteht Foto: Dr. R. Dietzel

Bild 6: Kunstkopf für Modellmessungen. Die beiden Mikrofone haben etwa gleiche Richtcharakteristik wie die menschlichen Ohren. Das Zweiohr-Mikrofon ist in einer Logennachbildung des Gipsmodells der historischen Semper-Oper eingebaut. Diese Dämpfung des Publikums wird durch Watte nachgebildet Foto: Dr. R. Dietzel

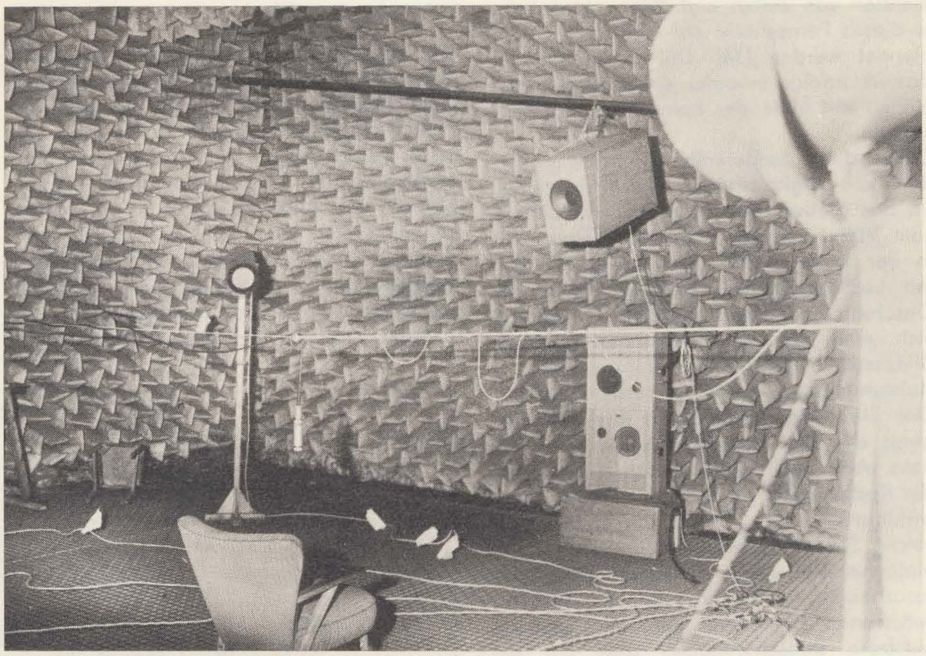


Bild 7: Blick in den reflexionsarmen Raum der TU Dresden mit einem Aufbau des synthetischen Schallfeldes. Dem Hörer in dem Sessel werden Musikproben vorgespielt, die unterschiedlich verzögert und aus verschiedenen Richtungen einfallend die Reflexionen nachbilden, die der Raum eines Auditoriums erzeugen kann Foto: Erhard Freund

zwar im Interesse der Platzkapazität sehr erwünscht, trug aber nicht zur Verbesserung der Akustik bei. Die Akustik wurde aber auch nicht schlechter.

Es gab noch mehr wichtige Gründe für Abweichungen vom Original. Zur Verbesserung der Sicht zur Bühne wurde der Parkettfußboden etwas nach hinten ansteigend geplant. Die Ränge fallen daher etwas nach der Bühnenseite ab. Ein Vergleich vom Bild 1 mit dem Titelbild zeigt, daß diese Unterschiede optisch höchstens für Kenner empfindbar werden.

Die noch vorhandenen Unterschiede sind so bedeutend, daß eine meßtechnische Untersuchung notwendig erschien. Das Modell der letzten Projektierungsphase wurde daher von der Technischen Universität Dresden mit der geschilderten Technik gemessen. Es zeigte sich, daß bei sehr geringfügigen Abweichungen im Einzelnen, im Ganzen die gleichen guten akustischen Verhältnisse im rekonstruierten Haus erwartet werden können, wie sie der alte, berühmte Bau gehabt hat.

Literatur

[1] Semper, G.: Das königliche Hoftheater in Dresden. Abschnitt II: Allgemeines über die Einrichtung des Dresdner Theaters. 1849. S. 5–10

[2] Reichardt, W.: Gute Akustik – aber wie? Berlin: VEB Verlag Technik 1980

Elektronisches Gerätesystem zur quantitativen Bildanalyse

Digitalisierung und Speicherung von Bildinformationen mit BDEG 256 **Teil 2 und Schluß**

Dipl.-Phys. W. BIRKHOLZ, Dr. W. UHLMANN, Dr. O. SCHLIMPERT und Dr. K. FREYER

Mitteilung aus dem Zentralinstitut für Isotopen- und Strahlenforschung und dem Zentralinstitut für Kernforschung der Akademie der Wissenschaften der DDR

4. Bildzerlegung und -speicherung mit BDEG 256

Die hier vorgestellte Off-line-Variante mit Hilfe des Bilddatenerfassungsgerätes BDEG 256 erlaubt die Erfassung von Bildern unabhängig von der Weiterverarbeitung auf einem speziellen Rechner.

Voraussetzung für eine Speicherung von Bildmaterial ist sowohl eine grauwertmäßige als auch eine örtliche Digitalisierung. Durch das Gerätesystem Densitron wird die Amplitude des Videosignals in sechs Stufen quantisiert, die in eine 1- aus 6-Kodierung umgewandelt und auf einem Monitor farbig dargestellt werden. Durch Ausblenden von Zeilen und Bildpunkten kann in dieses Fernsehbild ein Meßraster eingeblendet werden [14]. Die Erzeugung des Rasters erfolgt in einer speziellen Steuereinheit mit Hilfe der Fernsehsynchronisiersignale.

Durch diese Steuereinheit werden außerdem die digitalisierten Bildinformationen an das Meßwerterfassungssystem ESDM 31 vom VEB Funkwerk Erfurt übergeben, das in der Konfiguration Serialisierungssystem mit Lochbandstanzer vorliegt. Durch die Geschwindigkeitsbeschränkung erübrigt sich eine Zwischenspeicherung mehrerer Bildpunkte, wodurch der gerätetechnische Aufwand gering gehalten werden kann.

Die Steuereinheit realisiert die Übertragung der Bildinformation zeilenweise von links oben nach rechts unten. Die Anzahl der Rasterpunkte ist dabei in Stufen von 2^n wählbar von 16×16 bis 256×256. Eine solche Staffelung erlaubt die Verwendung einfacher Binärzähler und ist für eine Byteverarbeitung im Rechner günstig. Das resultierende Rasterfeld kann die gesamte nutzbare Bildschirmfläche oder nur ein Viertel davon bestreichen. Es ist dann frei auf der Bildfläche verschiebbar. Damit kann die Bildaufzeichnung gut an eine spezielle Erfassungsaufgabe angepaßt werden.

4.1 Aufbau und Funktion der Steuereinheit

Die Erzeugung des Rasters erfolgt durch Ausblenden einer der gewählten Rastergröße entsprechenden Anzahl von Zeilen und Punkten aus einem Fernsehhalbbild von 312 Zeilen. Dazu dienen der Zeilenzähler ZZ_2, der Bildpunktzähler BZ_2 und der Impulsgenerator (Bild 9). Beide Zähler sind Binärzähler mod 256 entsprechend der maximalen Rastergröße. Die Bildsynchronisiersignale V setzen nach einer einstellbaren Verzögerung an einem Monoflop, wodurch die obere Kante des Rasterfeldes festgelegt wird, das Flip-Flop FF_2 auf L. Die zur Einstellung der linken Kante des Rasterfeldes ebenfalls verzögerten Zeilensynchronisiersignale H gelangen damit in den Zähler ZZ_2, der nach 256 Zeilen FF_1 wieder zurücksetzt. Durch Anzapfungen von ZZ_2 wirkt jeder, jeder zweite, vierte oder achte H-Impuls als Startimpuls für den Generator. Auf dieses Weise wird ein Raster mit 256; 128; 64 oder 32 ausgeblendeten Zeilen realisiert, wobei sich nur der Zeilenabstand ändert, die Größe des gesamten Abtastfeldes aber konstant bleibt.

Der Generator zur Erzeugung der Rasterpunkte arbeitet im Start-Stopp-Betrieb. Bedingt durch die Kapazität des Zählers BZ_2 werden in jeder Zeile 256 Taktimpulse abgegeben. Daraus ergibt sich für den Generator eine Impulsfrequenz von etwa 6 MHz.

Der Bildpunktzähler BZ_2 besitzt ebenfalls Anzapfungen, wodurch die Frequenzteilung der Taktimpulse und damit die entsprechende Rasterpunktanzahl je Zeile eingestellt werden kann. Die so erzeugten Rasterimpulse T_R dienen einmal zur Übernahme der Bildinformation in den Zwischenspeicher, zum anderen gelangen sie in die Summierverstärker für die drei Farbkomponenten des Videosignals, wodurch der Meßraster in das Monitorbild eingeblendet wird. Die Rasterpunkte erscheinen daher in einer siebenten Farbe, die noch nicht zur Darstellung eines der sechs Grauwertbereiche des Originalbildes Verwendung findet. Sie sind so in jedem anderen Farbgebiet gut sichtbar. Durch Umschalter am Ausgang können alle Zähler auf mod 128 umgeschaltet werden, der Raster bleibt dann auf das linke obere Viertel beschränkt.

Die Übernahme der Bildinformation vom Densitron in den 6-Bit-Zwischenspeicher wird durch einen Soll-Ist-Vergleich mit zwei weiteren Zählern BZ_1 und ZZ_1 gesteuert. Diese Zähler legen jeweils den als nächstes zu übernehmenden Bildpunkt fest. Zu Beginn befinden sich beide Zähler in einem definierten Anfangszustand. Nach Übernahme eines Bildpunktes in die Serialisierungsbaugruppe des Meßwerterfassungssystems ESDM 31 wird von dieser ein Steuersignal (M2) erzeugt und damit der Zähler BZ_1 um eine Stelle weitergezählt. Bei Gleichstand der Zählerpaare BZ und ZZ stimmt die Position des gerade abgetasteten Bildpunktes mit der des als nächsten abzuspeichernden überein. In diesem Fall führen die beiden Vergleicherschaltungen VB und VZ L-Signal, und durch den Rasterimpuls T_R kann FF_1 zurückgekippt werden.

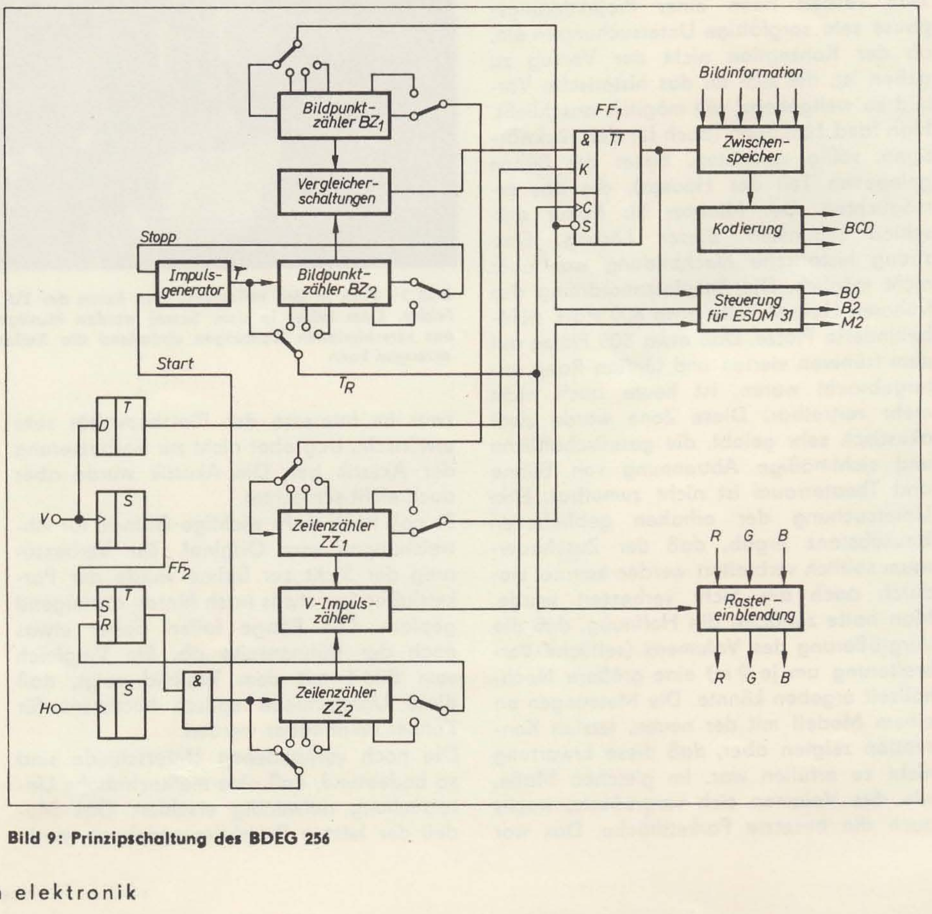


Bild 9: Prinzipschaltung des BDEG 256

Auf die L-H-Flanke von FF_1 hin wird die Bildinformation in den Zwischenspeicher übernommen. Die Information bleibt dort so lange erhalten, bis nach erfolgter Übernahme in das Serialisierungssystem durch einen erneuten M2-Impuls FF_1 wieder gesetzt wurde und ein nächster Zählergleichstand erreicht ist. Auf diese Weise wird eine geordnete zeilenweise Übertragung der Bildpunkte unabhängig von der Geschwindigkeit der Informationsaufzeichnung gewährleistet. Ist eine Zeile vollständig abgearbeitet, wird durch den Übertrag von BZ_1 der Zählerstand von ZZ_1 um eine Stelle erhöht.

Nach Übernahme der letzten Zeile erzeugt ZZ_1 einen Stoppimpuls. Eine Veränderung der Rasterpunktanzahl erfordert ebenfalls eine Umschaltung in den Zählern BZ_1 und ZZ_1. Hier sind die Zählereingänge jeweils auf die nächste Binärstelle umzuschalten, da diese Zähler von mod 256 bis auf mod 32 für einen Raster von 32 × 32 Bildpunkten verkürzt werden müssen.

Da das Densitron nach dem Zeilensprungverfahren arbeitet, können nur bei jedem zweiten Fernsehbilddurchlauf Abtastwerte übernommen werden, da sonst die Punkte einer Rasterzeile im Wechsel aus zwei benachbarten Fernsehzeilen übernommen würden. Es werden deshalb noch die 2:1 geteilten V-Impulse auf einen K-Eingang von FF_1 geschaltet, so daß zwar in jedem Bilddurchlauf der Raster geschrieben wird und auf dem Monitor ohne Flackern erscheint, eine Übernahme von Bildinformationen aber nur in jedem zweiten Bilddurchlauf erfolgt. Damit verringert sich die Aufzeichnungsgeschwindigkeit auf 25 Punkte/s.

4.2 Anschluß des Meßwerterfassungssystems ESDM 31

Das Serialisierungssystem des ESDM 31 besitzt das Standardanschlußbild SI 1.2. Die im BCD-Kode bereitzustellende Information wird mit Hilfe der Steuersignale B0, B1 und M2 übertragen. Das Befehlssignal B1 veranlaßt das Serialisierungssystem zur Informationsübernahme. Ist diese beendet, wird das Meldesignal M2 erzeugt und daraufhin von der Steuereinheit die nächste Bildinformation bereitgestellt. Das allgemeine Löschsignal B0 wird nach der Aufzeichnung des letzten Bildpunktes durch die Steuereinheit eingeschaltet und damit die gesamte Übernahme beendet.

Das ESDM 31 ist ein universelles Meßwerterfassungssystem, das auch bereits Möglichkeiten zur Informationsaufbereitung besitzt. Es kann eine beliebige Kodierung der Ausgangsinformation gewählt werden. Bei Bedarf lassen sich an bestimmten Stellen Marken einblenden. So kann z. B. das Ende jeder Abtastzeile auf dem Informationsträger gekennzeichnet werden (Blockendemarke). Ist anstelle des Lochbandstanzers ein schnelleres Aufzeichnungsgerät verfügbar, z. B. Magnetbandkassette oder Folienspeicher, lassen sich die bei einem feinen Raster recht langen Abtastzeiten wesentlich verkürzen. Dazu kann mit geringem Aufwand das BDEG 256 von der zeilenweisen auf eine spaltenweise Abtastung umgestellt werden, wodurch bei einem Bilddurchlauf eine gesamte Rasterspalte übertragen werden kann. Für einen Raster mit N × N Punkten verringert sich damit die Abtastzeit auf 1/N der Zeit bei zeilenweiser Abtastung.

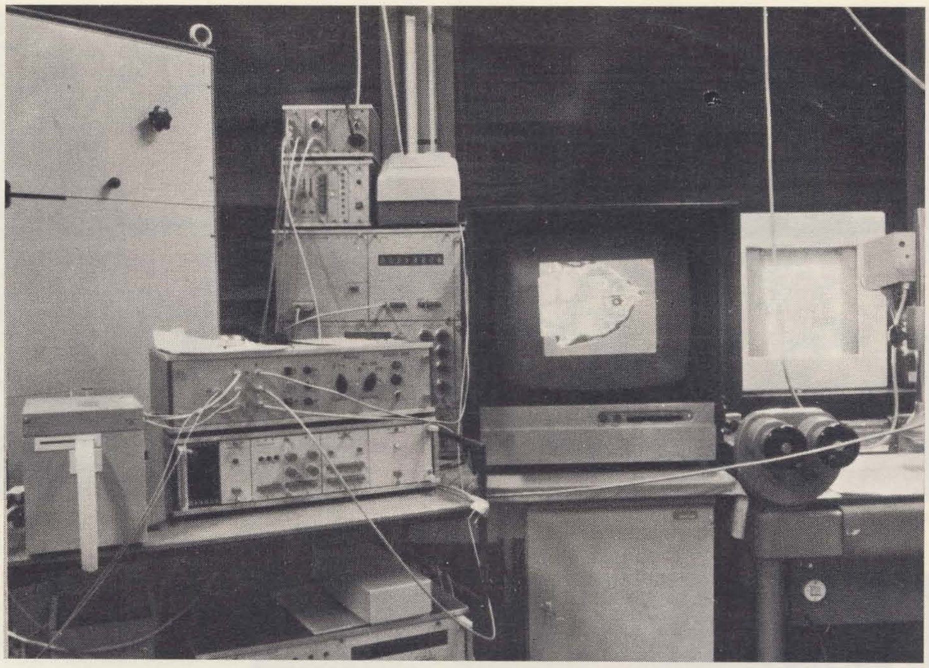


Bild 10: Labormuster des Gerätesystems „Densitron" mit BDEG 256

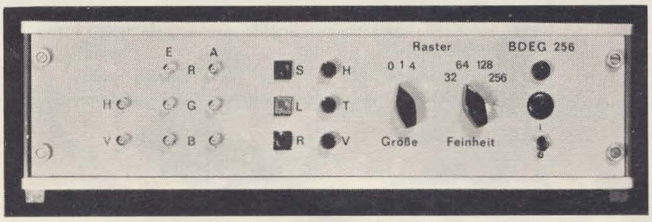


Bild 11: Frontansicht des BDEG 256 ▶

5. Anwendungsbeispiel

Die Bilder 10 und 11 zeigten die Gesamtansicht des Labormusters des Gerätesystems „Densitron" mit BDEG 256 und ESDM 31 sowie die Frontplatte des BDEG 256.

Als Beispiel sind im Bild 12 Monitorbilder mit eingeblendeten Rastern dargestellt (Objekt: autoradiografische Abbildung der Verteilung von P-32-markierten Herbiziden in einem Buschbohnenblatt). Die Abtastzeiten für die verschiedenen Raster sind in der Tafel wiedergegeben.

Abtastzeiten

Raster	Abtastzeit in s
16 × 16	15
32 × 32	60
64 × 64	240
128 × 128	960
256 × 256	3 840

Dabei unterscheiden sich die Abtastzeiten bei gleicher Bildpunktzahl nicht (z. B. 32 × 32 Bildpunkte Vollraster = 1 min; 32 mal 32 Bildpunkte Viertelraster der Feinheit 64 × 64 = 1 min).

Die Bedienung des BDEG ist unkompliziert. Die Registrierung wird durch Drücken der Taste „S" gestartet. Nach Durchlauf des Bildes wird das ESDM automatisch gestoppt. Durch erneutes Drücken der Taste S wird ein neuer Durchlauf gestartet. Durch Drücken der Taste R wird die Abtastung am folgenden Zeilenende gestoppt und kann nach Lösen dieser Taste fortgesetzt werden. Die Taste L erzeugt ein B0-Signal, das die Abtastung unterbricht und die gesamte Anlage in den Ausgangszustand versetzt.

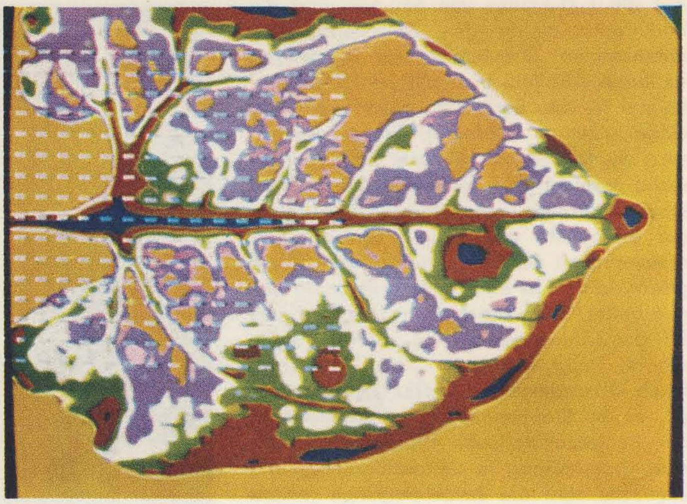
Durch die Wahl von Rastergröße und -feinheit sowie durch die Verschiebbarkeit des Rasters läßt es sich optimal dem auszuwertenden Bild anpassen. Die Rasterfeinheit sollte so gewählt werden, daß zwei bis drei Rasterpunkte je kleinstes interessierendes Strukturelement registriert werden. Eine Anpassung von Bildgröße und Rasterfeinheit läßt sich auch durch eine kontinuierliche Veränderung der Vergrößerung mit der Fernsehkamera erreichen. Dabei sollte mit möglichst grobem Raster gearbeitet werden, um mit minimaler Abtastzeit und geringstem Speicherbedarf auszukommen. Bei senkrecht oder waagerecht verlaufenden Strukturen ist zu beachten, daß die Meßpunkte nicht genau auf den Kanten liegen bzw. sehr feine Strukturen gerade zwischen den Meßpunkten. Durch eine Veränderung der Rasterbreite bei konstanter Rasterhöhe (Steller T im Bild 11) kann das Raster solchen Strukturen angepaßt werden. Damit lassen sich auch rechteckige Abtastraster realisieren, um z. B. die Verzerrung bei der Wiederdarstellung rechnerisch verarbeiteter Bilder mit Zeilendrucker auszugleichen.

Die Registrierung der Bilddaten auf dem Lochband erfolgt fortlaufend ohne Kennzeichnung der x- und y-Koordinaten bzw. des Zeilenendes. Der Aufbau der entsprechenden Datenmatrix kann einfach durch geeignete Einlesebefehle bei der Eingabe der Lochbänder in den Rechner entsprechend der gewählten Rasterfeinheit erfolgen.

6. Vorteile

Durch die Ergänzung des Gerätesystems „Densitron" mit einer Möglichkeit zur Bild-

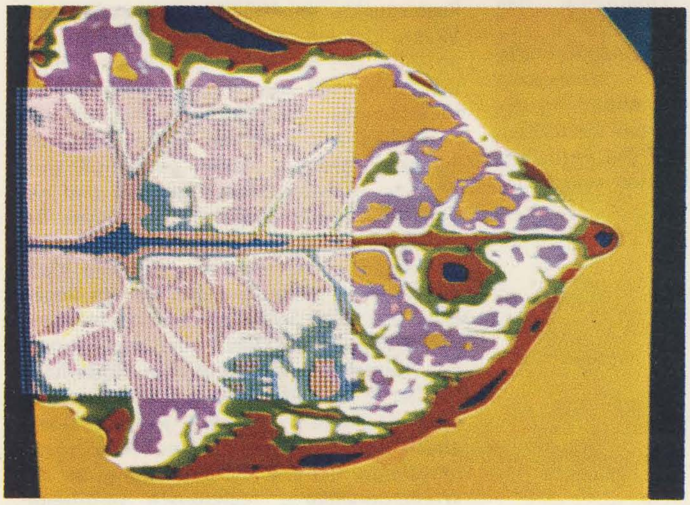
a



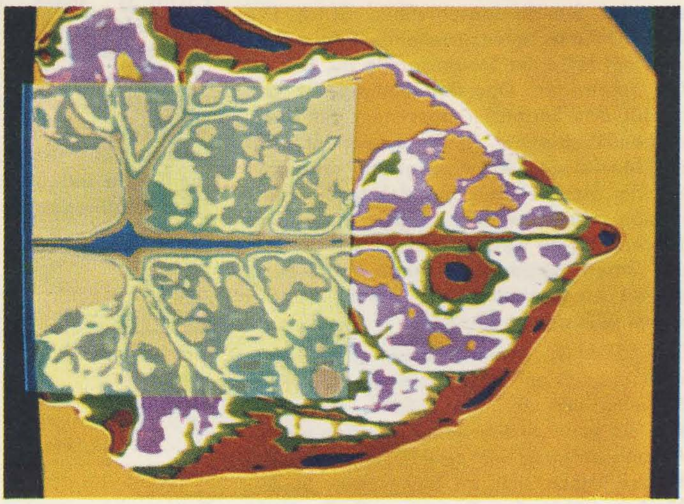
b

c

Bild 12: Sechsstufige Farbäquidensiten eines Autoradiogramms der Verteilung von P-32-markierten Herbiziden in einem Buschbohnenblatt mit verschiedenen Rastern.
a) Vollraster, 32 × 32 Bildpunkte
b) Viertelraster,
32 × 32 Bildpunkte ≙ 16 × 16 Bildpunkte
c) Vollraster, 64 × 64 Bildpunkte
d) Viertelraster,
128 × 128 Bildpunkte ≙ 64 × 64 Bildpunkte
e) Viertelraster,
256 × 256 Bildpunkte ≙ 128 × 128 Bildpunkte



d



e

datenerfassung mit Hilfe des BDEG 256 in Verbindung mit dem Meßwerterfassungssystem ESDM 31 konnten die Einsatzgebiete beträchtlich erweitert werden, da das erfaßte Bildmaterial einer automatischen Verarbeitung und Auswertung auf einem Digitalrechner zugänglich gemacht wird. Dabei gestatten die Möglichkeiten des „Densitron", insbesondere die gute visuelle Auswertbarkeit der Bilder, eine gezielte Vorauswahl bereits vor der Bilderfassung, wodurch sich die nachfolgende Verarbeitung im Rechner effektiver gestaltet.

Das Bilddateneingabegerät BDEG 256 ist so konzipiert, daß das Gerätesystem „Densitron" nachträglich damit ausgerüstet werden kann. Zur Einblendung des Punktrasters ins Monitorbild wird das BDEG zwischen die Farbausgänge der Auswerteelektronik und die Eingänge des Farbfernsehmonitors geschaltet. Die Information der Farbtrigger der Auswerteelektronik wird parallel zur bisherigen Funktion dem BDEG zugeführt. Zur digitalen Speicherung der Bildinformation werden die Signale vom BDEG im Standardinterface SI 1.2 zur Verfügung gestellt.

Mit dem Bilddateneingabegerät BDEG 256 wird dem Wunsch vieler Densitronnutzer entsprochen, eine schnelle und einfache Möglichkeit der Bilddigitalisierung zu erhalten, und Entwicklungen auf dem Gebiet der Bildauswertung Rechnung getragen. Mögliche Anwendungen sind:

- Nutzung der elektronischen Rechentechnik zur Bildauswertung, Bildmanipulation, Bildverbesserung (z. B. Programm-

paket ARAUS im ZfI oder andere Programme der Densitronnutzer)

- Gewinnung statistischer Aussagen an Bildserien (Schwankungsbreiten, Bildmittelungen, Bildsubtraktionen u. ä.)
- Einsatz von mathematischen Verfahren zur Objekterkennung, die mit dem Densitron aus o. g. Gründen direkt nicht möglich sind.

Die Kleinserienfertigung des BDEG 256 als Bestandteil des Gerätesystems „Densitron" bzw. als Zusatzgerät für bereits ausgelieferte Systeme wird z. Z. beim Zentrum für wissenschaftlichen Gerätebau der AdW der DDR vorbereitet.

Literatur

[1] Baumbach, H.; Hartmann, G.; Freyer, K.; Renker, K.: Zur quantitativen Auswertung von Autoradiogrammen mit elektronischen Hilfsmitteln. Isotopenpraxis 9 (1973) H. 11/12, S. 413 bis 420

[2] Freyer, K.; Baumbach, H.; Treutler, H. Ch.: Quantitative Auswertung von Autoradiogrammen mit dem Gerätesystem „Densitron". Atomki Közl. 18 (1976) H. 1, S. 185–192

[3] Frejer, K.; Trojtler, G. Ch.: Analiz Kartin sistemoj priborov „Densitron". Vortrag RGW-Konferenz „Nautschpribor" RGW-78, 17.–20. Oktober 1978, Moskau

[4] Bethmann, H.; Hampel, H.; Jänsch, E.: Verbesserung der Röntgenbildauswertung bei akuter Kieferosteanyelitis durch das Densitron. Stomatologie 26 (1976) S. 581–584

[5] Beyer, H.-D.: Zur Auswertung stomatologischer Röntgenbilder mit dem Gerätesystem „Densitron". Dissertation A an der Karl-Marx-Universität Leipzig, 1979

[6] Freyer, K.; Hartmann, G.; Baumbach, H., Ermisch, A.; Hess, J.: Auswertung von Autoradiogrammen und von Bildern biologischer Objekte mit dem elektronischen Bildauswertegerät „Densitron II". Acta histochemica 55 (1976) S. 208–215

[7] Hess, J.; Freyer, K.: Der Sekretgehalt des SCO. Zur quantitativen Bestimmung von Substanzmengen in histologischen Präparaten mit einem elektronischen Bildauswertegerät. Nova Acta Leopoldina (1977), Supplementum Nr. 9, S. 161–168

[8] Hess, J.; Schneider, H.: Zur quantitativen Auswertung von Mikro-Autoradiogrammen mit dem Densitron. Isotopenpraxis 14 (1978) H. 7, S. 204–206

[9] Lutze-Birk, A.; Walis, L.; Chajecki, T.; Freyer, K.; Treutler, H.-Ch.; Birkholz, W.; Stverak, B.: Vergleich verschiedener quantitativer Auswerteverfahren für Autoradiogramme. Isotopenpraxis 14 (1978) H. 6, S. 192 bis 200

[10] Neumann, H. W.: Die Bedeutung der lokalen Entzündungsaktivität für die progressive chronische Polyarthritis. Dissertation B an der Karl-Marx-Universität Leipzig, 1978

[11] Frejer, K.; Trojtler, G. Ch.: Novyj pribor dlja avtomatizirovannoj obrabotki avtoradiogramm – Densitron. Vortrag RGW-Symposium „Anwendung von Radioisotopenmethoden in der Industrie einschließlich Kontroll- und Steuerungsmittel", 26.–29. September 1978, Leipzig

[12] Grunow, Ch.: Nachweis von Inhomogenitäten in Siliziumbauelementen mittels Rekombinationsstrahlung. Vortrag 1. Tagung „Diagnostik von mikroelektronischen Strukturen, Fincken 2.–6. April 1979

[13] Müller, K.-H.: Möglichkeiten zur Erfassung der Kontrastverhältnisse im Straßenverkehr. Forschungshefte zur Verkehrssicherheit 2 (1978) H. 2, S. 32–41

[14] Schlimpert, O.; Uhlmann, W.: Bildeingabe in den Kleinrechner KRS 4200. radio fernsehen elektronik 25 (1976) H. 2, S. 63–66

[15] Baumbach, H.; Freyer, K.; Kummer, G.; Birkholz, W.: Rechnerische Auswertung von Autoradiogrammen I. Isotopenpraxis 12 (1976) H. 2, S. 81–90

Adreßwortbildung für fernsehkompatibles Datensichtgerät

Dr.-Ing. KLAUS WACHLER und Dipl.-Ing. ULRICH BUHSS

Mitteilung aus dem Rechenzentrum der Technischen Universität Dresden

In [1] wurde ein an der TU Dresden unter Verwendung eines Heim-TV-Empfängers entwickeltes Datensichtgerät vorgestellt. Die Datenstruktur dieses Datensichtgerätes erfordert u. a. parallel zur Angabe des Zeichenkodes die Bereitstellung eines 10 bit langen Adreßwortes für die Kennzeichnung der 1 024 möglichen Positionen auf dem Bildschirm. Der folgende Beitrag beschäftigt sich mit der Hardware-Realisierung der bei einer Markensteuerung und der Funktion „Bild löschen" notwendigen Adreßwortbildung.

Fernsehkompatible Datensichtgeräte, gekoppelt mit einer geeigneten Tastatur, stellen eine kostengünstige Lösung zum Aufbau eines Dialoggerätes für Klein- und Mikrorechner dar. In [1] wird ausführlich auf Vorteile und Eigenschaften dieser Datensichtgeräte eingegangen.

Bei Rechnern dieser Kategorie ist es von Bedeutung, den Software-Aufwand für Steueraufgaben geringzuhalten. Eine mögliche Realisierung wird in diesem Beitrag vorgestellt.

Prinzip der Markensteuerung

Die niederwertigen 6 bit des 10-Bit-Adreßwortes adressieren das Zeichen innerhalb der Zeile (Zeichenzähler), mit den verbleibenden 4 bit wird eine der 16 möglichen Zeilen adressiert (Zeilenzähler).

Die Markensteuerung umfaßt die im Bild 1 dargestellten acht Varianten. Die vierte Art der Markensteuerung, z. B. „Marke auf erste Adresse der nächsten Zeile", bedeutet, daß der Zeichenzählerteil rückgesetzt und der Zeilenzählerteil des Adressenzählers um Eins erhöht wird. Bild 2 zeigt die Wirkung der Markensteuersignale (H-Pegel) im Zusammenhang mit dem Signal „Takt Adressenzähler" (/TAZ, L-Pegel) auf die Takt- und Rücksetzeingänge der beiden Zählerteile.

Prinzipieller Ablauf bei Ausführung der Funktion „Bild löschen"

„Bild löschen" bedeutet, daß alle 1 024 Zeichenpositionen auf dem Bildschirm mit Leerzeichen, also der gesamte Bildwiederholspeicher mit dem entsprechenden Zeichenkode zu füllen sind. Das diese Funktion charakterisierende Lösch-Flip-Flop wird gesetzt und im folgenden der Adressenzähler rückgesetzt (/RSAZ). Nach jedem Schreibsignal, das dem Datensichtgerät bei anliegendem Zeichenkode und bereitgestellter Adresse zugeführt wird, entsteht /TAZ, wodurch der Adressenzähler schrittweise um Eins erhöht wird. Ist das 64. Leerzeichen der letzten Zeile geschrieben, löst der einlaufende Takt die Bildung des Übertrages im Zeichenzähler aus, /ENDLO („Ende Löschen") wird gebildet und das

	Symbol	Bedeutung
1.	↑	*Marke eine Zeile höher rücken*
2.	↓	*Marke eine Zeile tiefer rücken*
3.	↖	*Marke auf Adresse 0*
4.	↲	*Marke auf erste Adresse der nächsten Zeile*
5.	←←	*Marke laufend um eine Position zurück*
6.	←	*Marke um eine Position zurück*
7.	→	*Marke eine Position weiter*
8.	→→	*Marke laufend eine Position weiter*

Bild 1: Die acht Varianten der Markensteuerung

Lösch-Flip-Flop rückgesetzt. Der aktuelle Adressenzähler beträgt Null.

Die Bildung des Schreibsignales und des Adressenzählertaktes bei der Funktion „Bild löschen" wird durch die im Bild 3 gezeigte Schaltung realisiert. Das erste Schreibsignal entsteht durch Auftreten des Signales /RSAZ bei gesetztem LOEBI. Jedes weitere Schreiben (Schreibsignal /S wird hier für 100...300 ns gebildet) löst die Wiederkehr des während eines Schreib- (oder auch Lese-)vorganges tiefgegangenen

Symbol	Zeilenzähler t_V	Zeilenzähler t_R	Zeilenzähler R	Zeichenzähler t_V	Zeichenzähler t_R	Zeichenzähler R
↑		⊔				
↓	⊔					
↖			⊓			⊓
↲	⊔					⊓
←←					⊔⊔...	
←					⊔	
→				⊔		
→→				⊔⊔...		

Bild 2: Wirkung der Markensteuersignale auf Takt- und Rücksetzeingänge der beiden Adressenzählerteile

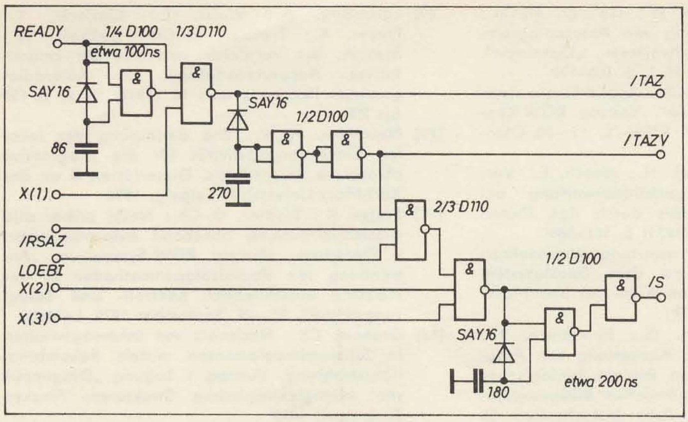
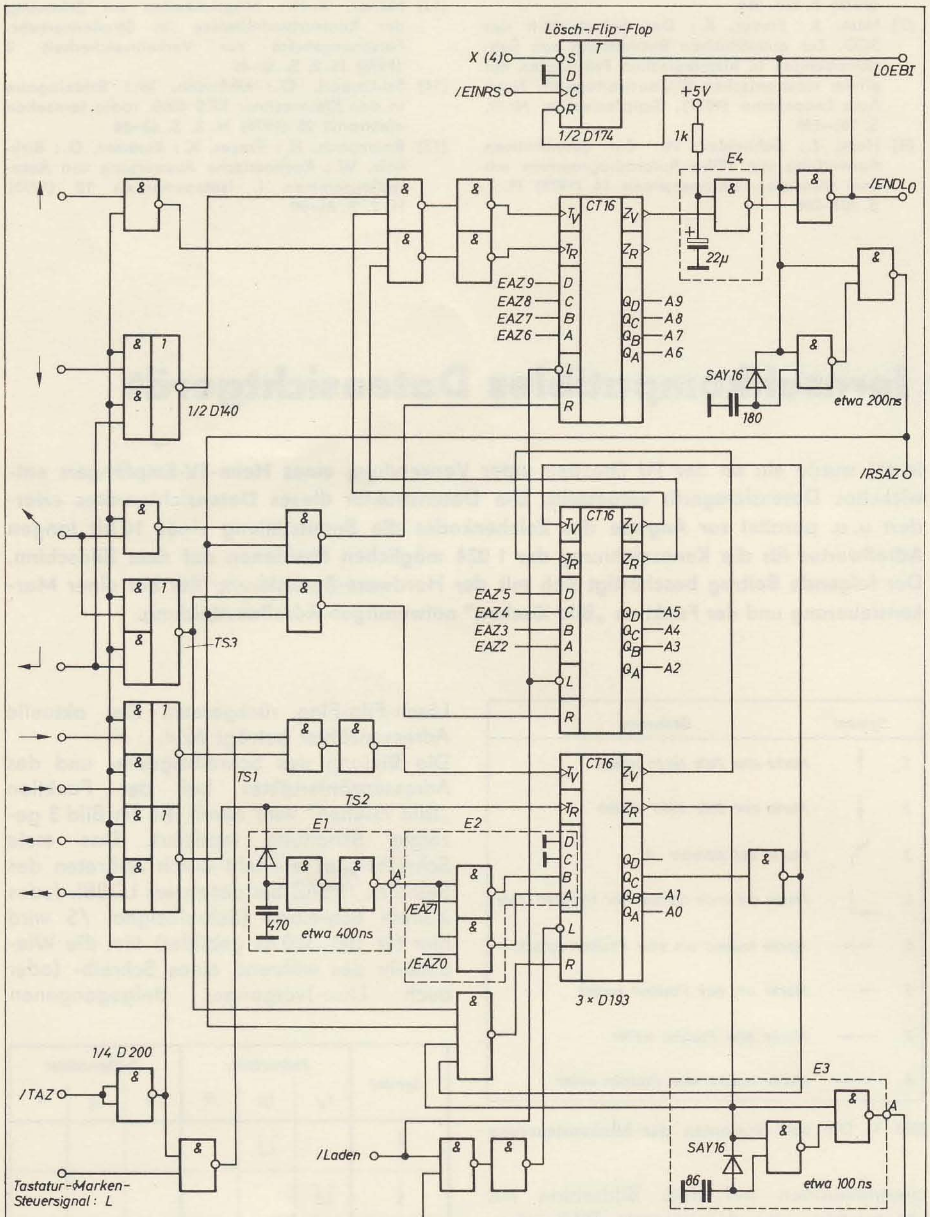


Bild 3: Bildung der Signale /TAZ und /S (Schreibsignal für Datensichtgerät) bei der Funktion „Bild löschen"

Bild 4: Schaltung der Steuereinheit für die Bildung des Adreßwortes (A0...A9) ▼



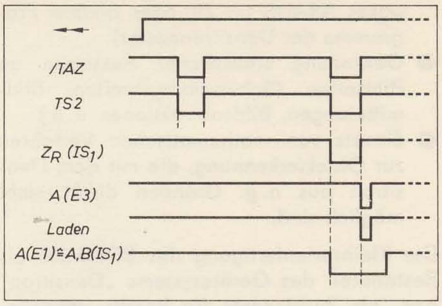


Bild 5: Signalabläufe beim Nulldurchgang des Zeichenzählers im Fall „schneller Markenrücklauf"

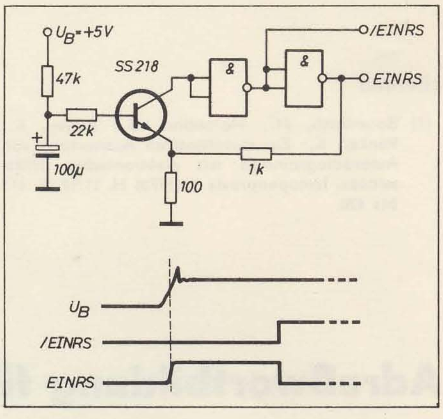


Bild 6: Schaltung zur Bildung des Signales „Einschaltrücksetzen" (EINRS)

READY des Datensichtgerätes nach Entstehung von /TAZ aus.

Es wurde die Bildung der Zeichenadresse für die möglichen Markensteuerungen, des Schreibsignales /S, des Adressenzählertaktes /TAZ und der Zeichenadresse für die Funktion „Bild löschen" beschrieben, da der in diesem Beitrag beschriebene Teil eines größeren Komplexes weitestgehend vom Rechnertyp und speziellen Problemstellungen unabhängig ist. Auf die Bildung der erwähnten Signale im Falle einer Ein- oder Ausgabe mit Hilfe eines Rechners wurde aus dem gleichen Grunde verzichtet. Die in den Schaltungen mit X(n) bezeichneten Eingänge sind für die Anpassung an die jeweilige problemgerechte Variante geeignet.

Beschreibung von Schaltungseinzelheiten

Die Schaltung der Adressensteuerung zeigt Bild 4. Der Zeichenzähler mit einer Breite von 6 bit macht es notwendig, bei Verwendung der Schaltkreise D 193 einen dieser IS als 2-Bit-Vor-Rückwärtszähler einzusetzen. Bei einer rückwärts (in Richtung Adresse Null) laufenden Marke wird nach Bildung des Übertrages Rückwärts mit den Schaltungseinzelheiten E1, E2 und E3 der Zähler auf den Wert „3" geladen. Das in diesem Zusammenhang auftretende Signalspiel zeigt Bild 5.

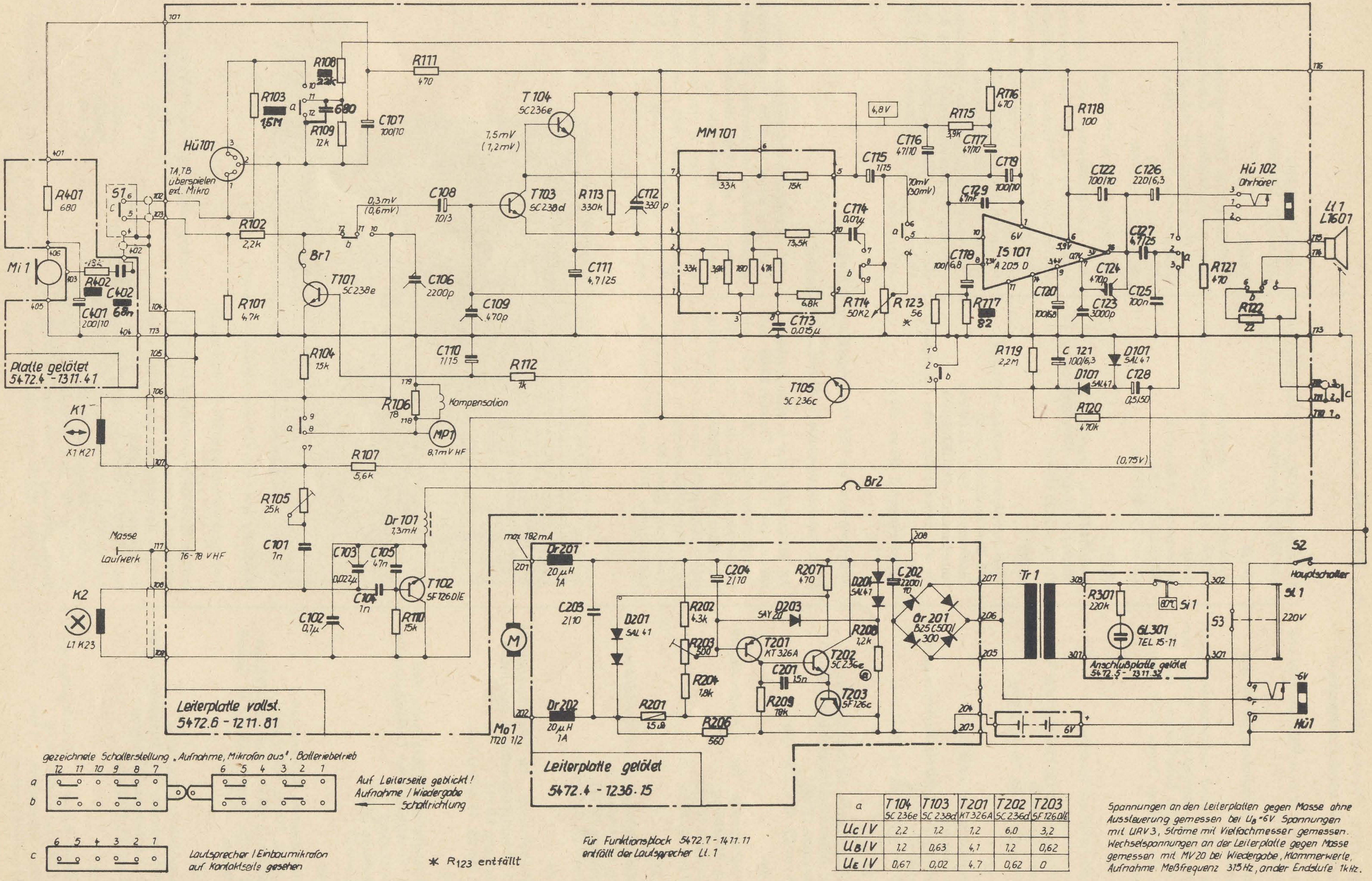
Das verwendete Monoflop, aus dem die auch verwendete L/H-Flankenverzögerung abgeleitet wurde, ist aus [2] entnommen. Wird durch Zuschalten der Betriebsspannung das Lösch-Flip-Flop (LOEBI) gesetzt, bildet E4 das Signal /ENDLO und stellt damit den rückgesetzten Zustand ein.

Die Bildung eines Einschalt-Rücksetzsignales /EINRS (Bild 6) führt zum Auslösen eines Löschumlaufes und stellt den Adressenzähler auf Null. Weiterhin können mit diesem Signal alle Flip-Flops, bei denen es auf Grund der Schaltungskonzeption erforderlich ist, in eine definierte Lage gebracht werden.

Literatur

[1] Entress, G.; Knobloch, G.; Meusel, K.-H.: Fernsehkompatibles Datensichtgerät als Ausgabeeinrichtung für Klein- und Mikrorechner. radio fernsehen elektronik 27 (1978) H. 12, S. 796–800

[2] Monostabiler Multivibrator. radio fernsehen elektronik 26 (1977), H. 17, S. 579



a	T104 SC 236e	T103 SC 238d	T201 KT 326A	T202 SC 236d	T203 SF 126 D/E
U_C/V	2,2	1,2	1,2	6,0	3,2
U_B/V	1,2	0,63	4,1	1,2	0,62
U_E/V	0,67	0,02	4,7	0,62	0

Spannungen an den Leiterplatten gegen Masse ohne Aussteuerung gemessen bei U_B = 6 V. Spannungen mit URV 3, Ströme mit Vielfachmesser gemessen. Wechselspannungen an der Leiterplatte gegen Masse gemessen mit MV 20 bei Wiedergabe, Klammerwerte, Aufnahme. Meßfrequenz 315 Hz, an der Endstufe 1 kHz.

Stromlaufplan des Kassettenrecorders mira (s. a. S. 640)

Aus den Servicemitteilungen des VEB RFT Industrievertrieb Rundfunk und Fernsehen

Mitteilung aus dem VEB Phonotechnik Zittau

Meß- und Prüfschallplatten für den Service

Die nachfolgend aufgeführten Schallplatten für Servicezwecke können vom VEB Deutsche Schallplatten, 1197 Berlin, Großberliner Damm 27–31, bezogen werden.

LB 13

Meßschallplatte Tonhöhenschwankungen
Meßfrequenz 3 150 Hz/Rückseite LB 13
(Ersatz für LB 12)
300 mm ∅, 33, 45, 16, 78 U/min

LB 14

Meßschallplatte Tonhöhenschwankungen
Meßfrequenz 5 000 Hz/Rückseite LB 14
(Ersatz für LB 11)
300 mm ∅, 33, 45, 16, 78 U/min

LB 21

Prüfschallplatte für Schalterkontrolle und Abwurfsäulenprüfung (Wechsler)
(Rückseite LB 24)
175 mm ∅, 45 (33) U/min

LB 22

Prüfschallplatte für Abwurfsäulenprüfung (Wechsler)
(Rückseite LB 22)
300 mm ∅, 33 U/min

LB 23

Prüfschallplatte für Abwurfsäulenprüfung (Wechsler)
(Rückseite LB 23)
250 mm ∅, 33 U/min

LB 24

Prüfschallplatte für Schalterkontrolle und Abwurfsäulenprüfung (Wechsler)
(Rückseite LB 21)
175 mm ∅, 45 (33) U/min

LB 27

Prüfschallplatte Driftkompensation
Zur Einstellung der Driftkompensation (Antiskating)
(Rückseite LB 27)
300 mm ∅

LB 49

Prüfschallplatte für Fonogeräte
3 150 Hz, 315 Hz, Leerrillen
1 000 Hz, 5 000 Hz, Leerrillen, Prüftest
300 mm ∅, Seite 1: 33 U/min, Seite 2: 45 U/min

LB 107

Klangerlebnis Stereofonie
Einführungstext, Musikbeispiele, Rückseite zur Anlageneinstellung
300 mm ∅, 33 U/min

LB 137

Meßschallplatte Übertragungsfaktor und Übersprechdämpfung
1 kHz Seitenschrift, 1 kHz, 6,3 kHz, 315 Hz Flankenschrift
(Rückseite LB 138); für Neuentwicklungen LB 203 verwenden!

LB 138

Meßschallplatte Spurführung
315 Hz mit verschiedenen Amplitudenstufen
Seitenschrift, Tiefenschrift
(Rückseite LB 137)
300 mm ∅, 45 U/min

LB 201

Meßschallplatte Pegelton 1 000 Hz
(Rückseite LB 201), Mittelloch 7,2 mm ∅
300 mm ∅, 33 U/min

LB 203

Meßschallplatte Übertragungsfaktor und Übersprechdämpfung
Gleitfrequenz 2 000...20 000 Hz
Einzelfrequenz 315...20 000 Hz
für die Serienprüfung von Abtastsystemen
Zeitkonstanten 3 180 μs, 318 μs
(Rückseite LB 203)
300 mm ∅, 33 U/min

LB 205

Meßschallplatte Übertragungskurve
Übersprechdämpfung, Gleitfrequenzen und Einzelfrequenzen 31,5...20 000 Hz
Zeitkonstanten 3 180 μs, 318 μs
(Rückseite LB 205)
300 mm ∅, 33 U/min

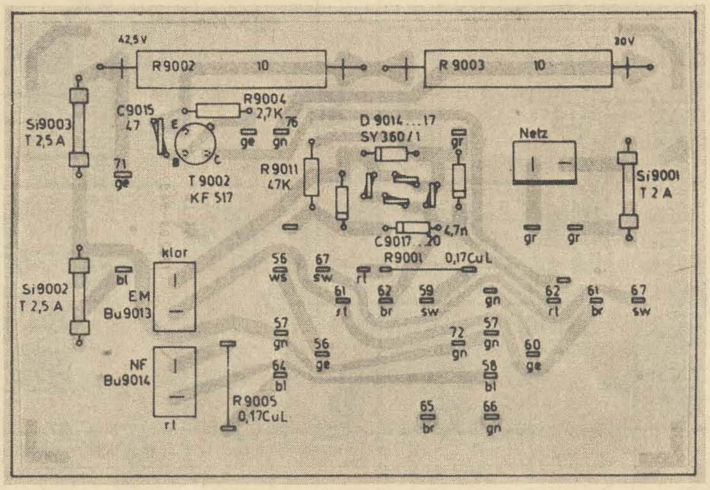
Meßschallplatten in 15°-Technik

Alle Meßschallplatten mit Flankenschriftaufzeichnung ab Bestellnummer LB 200 sind in 15°-Technik geschnitten. Die Eigenschaften dieser Platten weichen in speziellen Punkten von der bisher lieferbaren Meßplatte mit Flankenschriftaufzeichnung LB 137 ab.
Bei Neuentwicklungen von Abtastsystemen sind zur Justierung und für die Bestimmung der Übersprechdämpfung die Meßplatten ab Bestellnummer LB 200 anzuwenden.

Mitteilung aus dem VEB Fernsehgerätewerke Staßfurt

Neue Netzteilleiterplatte in Chromat und Chromalux

Ab Januar 1980 wird in allen Farbfernsehgeräten (außer Chromat 2368) mit Transformatornetzteil NT 102 die als Lötösenplatte (Zchn.-Nr. 1202.04-94.00, EDV-Bestell-Nr. 2322027) ausgeführte Netzteilleiterplatte ersetzt durch eine neue Netzteilleiterplatte in gedruckter Ausführung (Zchn.-Nr. 1202.09-94.00). Lötösenplatte und neue NT-Leiterplatte sind mechanisch und elektrisch kompatibel und lassen sich im Reparaturfall gegeneinander austauschen. Bei dieser neuen NT-Leiterplatte, die durch innerbetriebliche Rationalisierung entstand, wird eine größere Servicefreundlichkeit gewährleistet. Unser Bild zeigt die neue Platine mit Blickrichtung auf die Bestückungsseite.



Mitteilung aus dem VEB Stern-Radio Sonneberg

Änderung am Laufwerk SM 1 – Variante II

Infolge Produktionsumstellung beim ungarischen Produzenten wird im Laufwerk SM 1 – Variante II ab Mitte März 1980 anstelle des Magnetkopfes CK 441 R der Typ 3D24N.1Y (EDV-Nr. 6808726) eingesetzt. Dieser Typ ist mit dem CK 441 R mechanisch kompatibel. In der Einstellanweisung für den Kassettenteil der Serviceanleitung für das Gerät SC 1100 ist für den 3D24N.1Y zusätzlich aufzunehmen:

Vormagnetisierung	CrO_2-Meßwert 24 V Fe_2O_3-Meßwert 14 mV
gemessen mit Meßteiler	1 000:1 an den Punkten R: 5/8 L: 4/7

Die Einstellung erfolgt mit den Einstellern R_{1601} und R_{1602}.

Mitteilung aus dem VEB Stern-Radio Sonneberg

Stereo-Kassettentonbandgerät SK 900

Auf den Seiten 615 bis 625 dieses Heftes bringen wir eine Beschreibung dieses Gerätes mit dem Stromlaufplan. Hier nun einige Hinweise zum Austausch von Moduln und zum Abgleich.
Beim Austausch von Moduln sind folgende Neueinstellungen erforderlich:

- RMS-Modul
  Neuabgleich nach 3.2. und 6. der Abgleichtafel
- Automatik-Modul
  Neuabgleich nach 4.1. und 4.2. der Abgleichtafel
- Pilottonmodul
  Neuabgleich nach 5. der Abgleichtafel
- Kopfhörerverstärker-Modul
  keine Neueinstellung nowendig
- Regelteil
  Neueinstellung der Bandgeschwindigkeit.

Abgleichanweisung

1. Allgemeine Hinweise

1.1. Nach Austausch des AW-Kopfes ist eine Neueinstellung nach 3.1., 3.2., 9., 10., 11. und 12. der Abgleichtafel erforderlich. Im Anschluß daran ist eine Frequenzgangmessung über Band nach 13. der Abgleichtafel vorzunehmen, um die Einhaltung des Gesamtfrequenzganges nach dem Toleranzfeld Bild 1 zu gewährleisten.

1.2. Bei Messungen ohne Band (z. B. statischer Übertragungskurvenmessung) ist eine entsprechende Kassettenattrappe (Fe oder Cr) einzulegen.

1.3. Bei Wechsel von Bauelementen, die die Übertragungskurven beeinflussen (z. B. C_{1006}, C_{1009}, C_{1012}, C_{1039}, C_{1049} für den linken Kanal), ist nach Beendigung der Reparatur eine Messung des Gesamtfrequenzganges erforderlich.

1.4. Für alle Messungen beträgt die Betriebsspannung 220 V ± 2 %.

1.5. Während der Fehlersuche ist ein Verstellen von Einstellreglern zu vermeiden, da dies zu Fehldiagnosen führen kann und aufwendige Abgleicharbeiten zur Folge hat.

1.6. Folgende Meßgeräte werden benötigt:

– Generator	z. B. GF 22
– NF-Voltmeter	z. B. MV 20
– HF-Voltmeter	z. B. MV 20 mit 10:1-Tastkopfteiler; $R_{ein} = 10\ M\Omega$
– Gleichspannungsmesser	z. B. MV 40
– Strommesser	z. B. UNI 10
– Frequenzmesser	z. B. Frequenzzeiger FZ 113
– Pegelschreiber	z. B. PSG-101
– Oszillograf	Zweistrahloszillograf.

2. Meßbedingungen

2.1. Meßbedingungen für den Wiedergabeverstärker

2.1.1. Wechselspannungspegel des Wiedergabeverstärkers

Signalquelle ist ein Generator, der parallel zum AW-Kopf am Punkt 155 bzw. 154 angeschlossen wird, siehe dazu Bild 2. Die Messung erfolgt in Stellung Wiedergabe/Pause, Cue-Absenkung (Anschluß 101, 104) abgetrennt!
Die im Bild 2 angegebenen Spannungspegel dienen nur zur Fehlersuche; keinesfalls darf hier eine Pegeleinstellung vorgenommen werden!
Bei einer Meßfrequenz von 315 Hz und einem Bezugspegel von 0 dB (775 mV) am Punkt 2 004 bzw. 2 005 müssen sich die angegebenen Spannungspegel ergeben. Gemessen wird mit Röhrenvoltmeter MV 20 gegen den nächstliegenden Massepunkt.

2.1.2. Übertragungskurve des Wiedergabeverstärkers

Anschluß des Generators nach Bild 3. Die Zuleitung zum kalten Ende des AW-Kopfes (160 bzw. 159) wird aufgetrennt und ein Generator ($R_i \leq 10\ \Omega$) eingeschleift. Der Generatorpegel beträgt für die angegebenen Frequenzen 100 µV. Die Übertragungswerte sind in Tafel 2 dargestellt und bei FeCr und Cr gleich. Die Messung erfolgt in Stellung Wiedergabe, Pause Cue-Absenkung (Anschluß 101, 104) abgetrennt.

2.2. Meßbedingungen für den Aufnahmeverstärker

2.2.1. Wechselspannungspegel des Aufnahmeverstärkers

Signalquelle ist ein Generator, der am Überspielkabel Kontakt 1 bzw. 4 angeschlossen ist. Der Generator ist entsprechend Bild 4 anzuschließen. Die Messung erfolgt in Stellung Aufnahme/Pause, Automatik und RMS aus, Cr-Kassette eingelegt.
Bei einer Frequenz von 315 Hz und

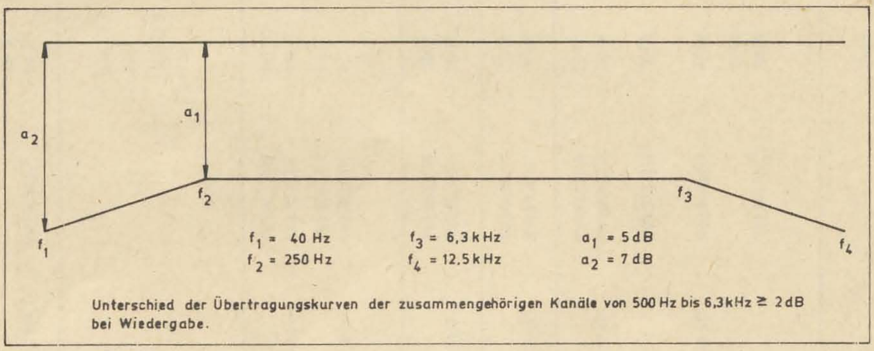


Bild 1: Frequenzgangtoleranzfeld für Wiedergabe- und Gesamtfrequenzgang

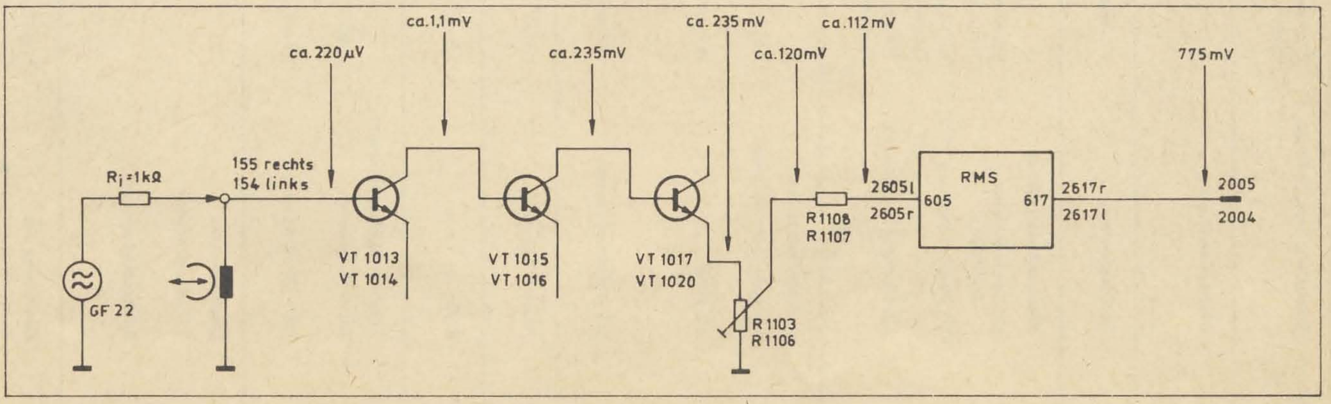


Bild 2: Spannungspegel Wiedergabe

Tafel 1: Abgleichplan

Position	Einstellung bzw. Prüfung	Signalquelle Wert	 Frequenz	Einspeisepunkt	Meßangaben Meßpunkt	 Meßwert	 Meßgerät	Einsteller	betätigte Laufwerkfunktionen Schalter und Steller Laufwerk	 Schalter	 Steller	Bemerkungen
1.	Gleichspannungen				313 2615 116	18 V ± 0,2 V 15,5 V ± 0,5 V 10,2 V ± 0,5 V	UNI 10	R_{305}	Aufnahme	RMS ein		
2.	Stromaufnahme	Kassette K 60 eingelegt			FS 301	58 mA ± 15 mA 43 mA ± 15 mA			Aufnahme Wiedergabe		Kopfhörer min	
3.	**Wiedergabeverstärker**											
	3.1. Spalteinstellung AW-Kopf	HiFi-Bezugsband CrO_2 Teil zur Spalteinstellung			2004 (l) 2005 (r)	Maximum und Phasenlage	2-Strahl-Oszillograf	Stellschraube AW-Kopf	Wiedergabe			Phasenabweichung zwischen den Kanälen < 45°
	3.2. Pegeleinstellung	HiFi-Bezugsband CrO_2 Pegeltonteil			2004 2005	975 mV	MV 20	R_{1103} R_{1106}	Wiedergabe			
	3.3. Übertragungsbereich	HiFi-Bezugsband CrO_2 Frequenzgangteil			2004 2005	Einhaltung d. Toleranzfeldes nach Bild 3	MV 20 oder Pegel-schreiber		Wiedergabe			
4.	**Aufnahmeverstärker**											
	4.1. Aufnahme-Balance	1,0 mV		6AF89727/1, /4	2004 2005	ca. 650 mV	MV 20	R_2	Aufnahme		R_t max	
	4.2. APR	11,0 mV	315 Hz	6AF89727/1	2004	775 mV		R_{421}	Aufnahme	Automatik ein	R_t max	rechter Kanal ohne Signal
				6AF89727/4	2005	775 mV		R_{419}	Aufnahme			linker Kanal ohne Signal
	4.3. Aufnahme-Hand	11,0 mV	315 Hz	6AF89727/1 6AF89727/4	2004 2005	775 mV 775 mV		$R_1 + R_2$				
5.	Pilottondämpfung	1,1 mV	19 kHz	6AF89727/1 6AF89727/4	2004 2005	≦ 14 mV		$R_{522} + R_{531}$ $R_{523} + R_{532}$	Aufnahme			Einsteller wechselseitig auf Meßwertminimum abgleichen
6.	RMS	1,1 mV	2 kHz	6AF89727/1 6AF89727/4	2004 2005	132 mV 132 mV		R_{611} (l) R_{611} (r)	Aufnahme	RMS ein		
7.	**Aussteuerungsinstrumente**											
	7.1. 0-dB-Eichung	11 mV	315 Hz	6AF89727/1 6AF89727/4	HI 1 HI 2	0-dB-Marke 0-dB-Marke		R_{1023} R_{1024}	Aufnahme		$R_1 + R_2$ wie 4.3.	Eichvorgang wiederholen und notfalls korrigieren
	7.2. —20-dB-Eichung	1,1 mV	315 Hz	6AF89727/1 6AF89727/4	HI 1 HI 2	—20-dB-Marke —20-dB-Marke		R_{1037} R_{1038}				
8.	Löschgenerator											
	8.1. Löschfrequenz				171 170 (⊥)	(102 ± 3) kHz	Frequenz-messer		Aufnahme			CrO_2-Band eingelegt
	8.2. Löschspannung				171 170 (⊥)	ca. 27 V	MV 20 mit Tastkopf 10 : 1					
9.	**Einstellung des Aufzeichnungsstromes**	11 mV	315 Hz	6AF89727/1, /4	M 1 M 2	1,15 V	MV 20	R_{1061} R_{1065}	Aufnahme		$R_1 + R_2$ wie 4.3.	CrO_2-Band eingelegt

Tafel 1: Abgleichplan (Fortsetzung)

Position	Einstellung bzw. Prüfung	Signalquelle Wert	Signalquelle Frequenz	Signalquelle Einspeisepunkt	Meßangaben Meßpunkt	Meßangaben Meßwert	Meßgerät	Einsteller	betätigte Laufwerkfunktionen, Schalter und Steller: Laufwerk	Schalter	Steller	Bemerkungen
10.	**Einstellung der Vormagnetisierung** für CrO_2-Band				160 159	26 V	MV 20 mit Tastkopf 10 : 1	R_{1089} R_{1083}	Aufnahme			CrO_2-Band eingelegt
	10.1. Aufzeichnung 315 Hz	0,55 mV	315 Hz	6AF89727/1/4	2004 2005	40 mV 40 mV	MV 20		Aufnahme		$R_1 + R_2$	
	10.2. Aufzeichnung 10 kHz	0,55 mV	10 kHz	6AF89727/1/4	2004 2005	40 mV 40 mV	MV 20		Aufnahme		Reglerstellung nach 10.1. beibehalten	
	10.3. Wiedergabe der Aufzeichnung nach 10.1.				2004 2005	ca. 40 mV ca. 40 mV	MV 20		Wiedergabe		wie 10.2.	
	10.4. Wiedergabe der Aufzeichnung nach 10.2.				2004 2005	ca. 40 mV ± 1dB	MV 20		Wiedergabe		wie 10.2.	Meßwert erfüllt, weiter mit Position 11. Meßwert nicht erfüllt, weiter mit Position 10.5.
	10.5. Korrektur der Vormagnetisierung				160 159		MV 20 mit Tastkopf 10 : 1	R_{1089} R_{1083}	Aufnahme		wie 10.2.	Erhöhung der Vormagnetisierung um 1 dB bewirkt Absenkung des 10-kHz-Pegels um 2...3 dB. Wiederholung ab Position 10.1. so lange, bis Position 10.4. erfüllt.
	10.6. Wiederabe der letzten Aufzeichnung nach 10.1.				2004 2005	40 mV ± 0,5 dB	MV 20		Wiedergabe		wie 10.2.	Meßwert erfüllt, weiter mit Position 11. Meßwert nicht erfüllt, weiter mit Position 10.7.
	10.7. Korrektur des Aufzeichnungsstromes	11 mV	315 Hz	6AF89727/1/4	M_1 M_2	siehe Bemerkung	MV 20	R_{1061} R_{1065}	Aufnahme		wie 10.2.	Aufzeichnungsstrom entsprechend der Abweichung des Wertes bei Position 10.6. korrigieren.
11.	**Einstellung der Vormagnetisierung für Fe_2O_3-Band**	Einstellung wie Positionen 10.1 bis 10.5			160 159	ca. 14 V ca. 14 V	MV 20 mit Tastkopf 10 : 1	R_{1115}	Aufnahme		wie 10.2.	Korrektur so vornehmen, daß 10-kHz-Pegel in beiden Kanälen geringste Abweichung vom 315-Hz-Pegel aufweist.
12.	**Einstellung der Vormagnetisierung für FeCr-Band**	Einstellung wie Positionen 10.1 bis 10.5			160 159	ca. 15 V ca. 15 V	MV 20 mit Tastkopf 10 : 1	R_{1111}	Aufnahme		wie 10.2.	wie Position 11
13.	**Ubertragungsbereich über Band**	0,55 mV	315 Hz 31,5/40/63 125/250 500 Hz 1/2/4/6,3 8/10/12,5 14/16 kHz	6AF89727/1/4	2004 2005	Einhaltung des Toleranzfeldes nach Bild 1	Pegelschreiber oder MV 20		Aufnahme/ Wiedergabe		Mit R_1 und R_2 bei Aufnahme (f = 315 Hz) an 2004 und 2005 40 mV einstellen	Leerteil Bezugsband bzw. CrO_2-Band

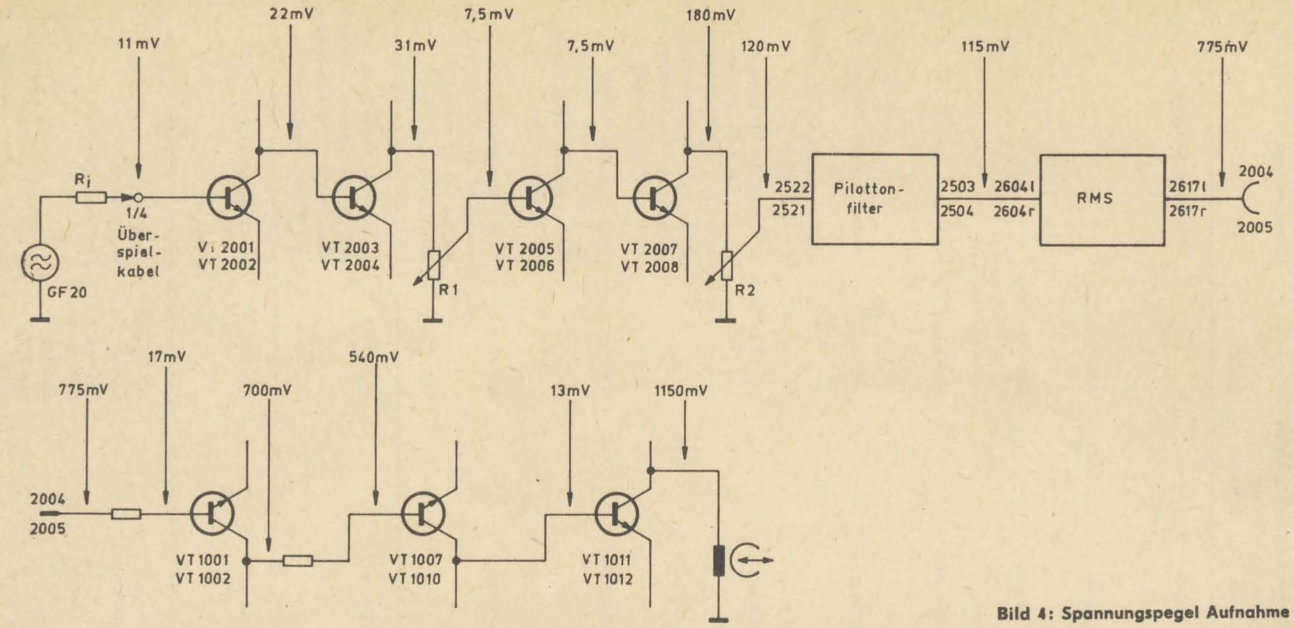
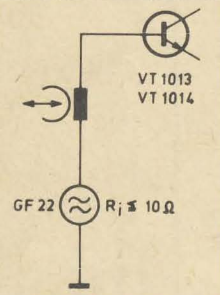


Bild 4: Spannungspegel Aufnahme



Tafel 2: Übertragungswerte des Wiedergabeverstärkers

Frequenz	Meßpunkt		Bemerkungen
315 Hz	2004/2005	≈ 325 mV ≙ 0 dB	für alle Bandsorten gleich
40 Hz	2004/2005	+ 13,5 dB ± 0,6 dB	für alle Bandsorten gleich
6,3 kHz	2004/2005	− 16,5 dB ± 0,8 dB	für Cr-Band
6,3 kHz	2004/2005	− 12,5 dB ± 0,5 dB	für Fe-Band
14 kHz	2004/2005	− 11,0 dB ± 1 dB	für Cr-Band

Bild 3: Anschluß des Generators zur Messung der Übertragungskurve des Wiedergabeverstärkers

Tafel 3: Übertragungswerte des Aufnahmeverstärkers

Frequenz	Meßpunkt	Cr	Fe	FeCr
315 Hz	M 3/M 4	≈ 60 mV ≙ 0 dB	≈ 40 mV ≙ 0 dB	≈ 40 mV ≙ 0 dB
40 Hz	M 3/M 4	+ 1,5	+ 1,2	+ 1,2
63 Hz	M 3/M 4	+ 0,9	+ 0,5	+ 0,5
125 Hz	M 3/M 4	+ 0,2	0	0
250 Hz	M 3/M 4	+ 0,2	+ 0,2	0
500 Hz	M 3/M 4	+ 0,5	+ 0,5	0
1 000 Hz	M 3/M 4	+ 1,2	+ 1	+ 0,9
2 000 Hz	M 3/M 4	+ 2,5	+ 3,5	+ 3
4 000 Hz	M 3/M 4	+ 6,5	+ 5,2	+ 5
6 300 Hz	M 3/M 4	+ 7,2	+ 7,5	+ 7,2
8 000 Hz	M 3/M 4	+ 9	+ 9	+ 8,8
10 000 Hz	M 3/M 4	+ 10,8	+ 10,8	+ 10,8
12 500 Hz	M 3/M 4	+ 13,5		
14 000 Hz	M 3/M 4	+ 15,2		

11 mV Generatorpegel werden der Aufnahmepegelsteller R_1 und der Balancesteller R_2 so eingestellt, daß an den Meßpunkten 2 004, 2 005 775 mV anliegen. Damit ergeben sich die aus Bild 4 ersichtlichen Spannungspegel. Sie werden an den einzelnen Meßpunkten mit einem Röhrenvoltmeter MV 20 gegen den nächstliegenden Massepunkt gemessen. Die angegebenen Pegel dienen nur zur Fehlersuche, es darf keine Pegeleinstellung vorgenommen werden.

2.2.2. Übertragungskurve des Aufnahmeverstärkers

Der Generator wird entsprechend Bild 4 angeschlossen. Der Generatorpegel beträgt 1,1 mV bei allen Frequenzen. Aufnahmepegelsteller und Balancesteller sind entsprechend 2.2.1. einzustellen. Übertragungswerte und Bezugspegel sind aus Tafel 3 ersichtlich.

Übersteuerungsfestes

Kondensatormikrofon

PM 750

- popfestes Solistenmikrofon
- körperschall-unempfindlich
- hohe Richtwirkung

Fordern Sie bitte unsere Prospekte an!

RFT

VEB MIKROFONTECHNIK GEFELL

DDR - 6552 GEFELL · Telefon 262 · Telex 58-8843

Exporteur: ELEKTROTECHNIK EXPORT – IMPORT

Volkseigener Außenhandelsbetrieb der DDR

DDR - 102 Berlin, Alexanderplatz, Haus der Elektroindustrie

Elektronik-Ing., Funkmech. m. langj. prakt. Erfahrung Rundfunk/Fernsehen sucht Werkstatt.

Zuschr. an **DA 558586 DEWAG, 8060 Dresden, PF 1000**

BMSR-Ing. mit mehrjähr. Serviceerfahrung übernimmt Vertr., Werkstatt od. Kooperation im Raum Karl-Marx-Stadt, Werkstatt, Lager und PKW vorhanden.

Zuschr. an **1047 DEWAG, 9010 Karl-Marx-Stadt, PSF 215**

Berechnung der Y-Kennwerte linearer Verstärkerschaltungen

Dipl.-Ing. HEINZ LINGENFELDER

Bei der Berechnung von elektronischen Schaltungen ergibt sich oft die Notwendigkeit, die Y-Kennwerte, bezogen auf den Ein- und Ausgang der Schaltung, zu ermitteln. Anhand von Beispielen werden in der vorliegenden Arbeit Rechenvorschriften zusammengestellt, die auf der Grundlage der Mehrtortheorie auch die Berechnung komplizierter Schaltungen gestatten.

Wird zur Berechnung von Verstärkerschaltungen die Vierpoltheorie hinzugezogen, müssen bestimmte Voraussetzungen gegeben sein. Zusammenschaltungen von Einzelvierpolen sind leicht durchführbar, wenn sie eine durchgehende Masseleitung besitzen. Ist das nicht der Fall, so sind sie in der Vierpoltheorie schwierig oder gar nicht zu realisieren. Zum Beispiel läßt sich eine Verstärkeranordnung, wie sie im Bild 1 dargestellt ist, mit der Vierpoltheorie nicht berechnen. In [1] werden Formeln hergeleitet, die es unter Anwendung der Matrizenrechnung gestatten, alle vorkommenden Fälle auf einfache und übersichtliche Art zu berechnen. Dazu bedient man sich der Leitwertmatrix des Mehrtors, wie sie in [2] beschrieben wird.

Aufstellen der Leitwertmatrix von Netzwerken

Bild 2 zeigt ein Netzwerk mit drei Klemmen. Der Zusammenhang zwischen den Strömen und Spannungen läßt sich durch drei Gleichungen beschreiben. Bei n Klemmen wären n Gleichungen nötig. Für Bild 2 gilt das Gleichungssystem

$$I_1 = Y_{11}U_1 + Y_{12}U_2 + Y_{13}U_3$$
$$I_2 = Y_{21}U_1 + Y_{22}U_2 + Y_{23}U_3$$
$$I_3 = Y_{31}U_1 + Y_{32}U_2 + Y_{33}U_3$$

das in Matrizenschreibweise folgende Form besitzt:

$$\begin{pmatrix} I_1 \\ I_2 \\ I_3 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} Y_{11} Y_{12} Y_{13} \\ Y_{21} Y_{22} Y_{23} \\ Y_{31} Y_{32} Y_{33} \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} U_1 \\ U_2 \\ U_3 \end{pmatrix}$$

Die Koeffizientenmatrix mit den Werten Y_{11} bis Y_{nm} beschreibt die Eigenschaften des Netzwerkes und ist derart aufgebaut, daß die Summe aller Zeilen und Spalten Null ergibt, da die Spannungen auf keine Klemme des Netzwerkes bezogen werden. Das soll an einem einfachen Beispiel verdeutlicht werden. Die Zusammenschaltung der drei Leitwerte Y_1, Y_2 und Y_3 ist im Bild 3 abgebildet. Über die Kirchhoffschen Gleichungen erhält man

$$I_1 = (Y_1 + Y_2)U_1 - Y_2U_2 - Y_1U_3$$
$$I_2 = -Y_2U_1 + (Y_2 + Y_3)U_2 - Y_3U_3$$
$$I_3 = -Y_1U_1 - Y_3U_2 + (Y_1 + Y_3)U_3$$

und die Koeffizientenmatrix lautet damit

$$\begin{pmatrix} Y_1+Y_2 & -Y_2 & -Y_1 \\ -Y_2 & Y_2+Y_3 & -Y_3 \\ -Y_1 & -Y_3 & Y_1+Y_3 \end{pmatrix}$$

Man erkennt, daß die Summe jeder Zeile und jeder Spalte Null wird. Diese Matrix heißt unbestimmte Leitwertmatrix (auch erdgebundene Matrix oder vollständige Admittanzmatrix, engl.: indefinite admittance matrix).

In der Schaltung nach Bild 4 sind die Leitwerte Y_1, Y_2 und Y_3 ähnlich zusammengeschaltet wie im Bild 3. Der Bezugspunkt der Spannungen ist jedoch derart verändert, daß $U_3 = 0$ ist. Würde man in der gleichen Weise wie vorher über die Kirchhoffschen Gleichungen die Leitwertmatrix ermitteln, so erhielte man folgende Koeffizientenmatrix:

$$\begin{pmatrix} Y_1+Y_2 & -Y_2 & 0 \\ -Y_2 & Y_2+Y_3 & 0 \\ -Y_1 & -Y_3 & 0 \end{pmatrix}$$

Da dieses Netzwerk durch zwei Spannungen U_1 und U_2 und zwei Ströme I_1 und I_2 vollständig beschrieben ist, können die letzte Zeile und Spalte des Gleichungssystems gestrichen werden:

$$\begin{pmatrix} Y_1+Y_2 & -Y_2 \\ -Y_2 & Y_2+Y_3 \end{pmatrix}$$

Diese Matrix wird bestimmte Leitwertmatrix des Netzwerkes genannt. Hierfür lassen sich folgende Sätze aufstellen:

Satz 1: Will man aus einer bestimmten eine unbestimmte Leitwertmatrix erhalten, so muß man unten eine Zeile und rechts eine Spalte derart anfügen, daß die Summe der Zeilen und Spalten jeweils Null ist (Rändern der Matrix).

Satz 2: Will man aus einer unbestimmten eine bestimmte Leitwertmatrix erhalten, so muß man die Zeile und Spalte streichen, die dem gewünschten gemeinsamen Bezugspotential entsprechen.

Beispiel: Transistor in Emitterschaltung

Als Beispiel wurde ein Transistor in Emitterschaltung, wie er im Bild 5 abgebildet ist, ausgewählt. Das gemeinsame Bezugspotential stellt in diesem Fall der Emitter dar, so daß man die bestimmte Y-Matrix erhält. Ist kein gemeinsames Bezugspotential vorhanden, muß die unbestimmte Y-Matrix ermittelt werden. Dazu wird Satz 1 angewendet (s. Bild 6). Die Zeilen und Spalten wurden nach Satz 1 so ergänzt, daß ihre Summen jeweils Null ergeben. Soll das gemeinsame Bezugspotential jetzt z. B. der Kollektor sein, so verfährt man nach Satz 2. Im vorliegenden Beispiel wurden die zweite Zeile und die zweite Spalte gestrichen (s. Bild 7). Damit wurde das Bezugspotential geändert und die Emitterschaltung in die Kollektorschaltung umgewandelt.

Das Parallelschalten von Netzwerken

Für das Parallelschalten von Netzwerken gilt der Satz 3.

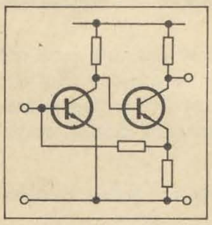


Bild 1: Zweistufiger Verstärker mit Rückführung

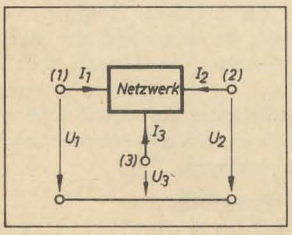


Bild 2: Netzwerk mit drei Anschlüssen (keine Klemme ist gemeinsames Bezugspotential)

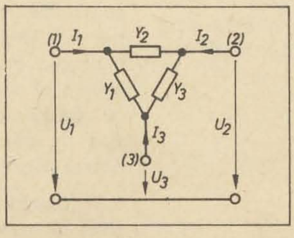


Bild 3: Netzwerk aus drei Leitwerten (keine Klemme ist gemeinsames Bezugspotential)

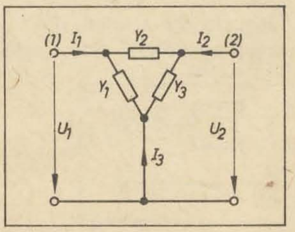
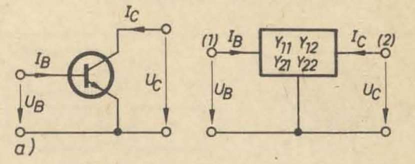
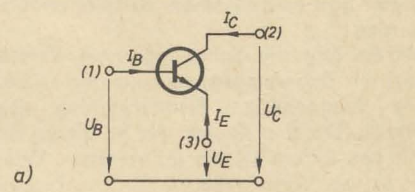


Bild 4: Netzwerk aus drei Leitwerten (eine Klemme ist gemeinsames Bezugspotential)



b) $\begin{pmatrix} I_B \\ I_C \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} Y_{11} & Y_{12} \\ Y_{21} & Y_{22} \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} U_B \\ U_C \end{pmatrix}$

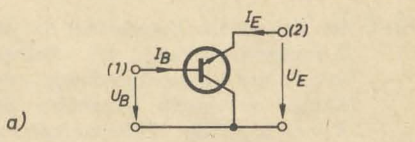
Bild 5: a) Transistor in Emitterschaltung; b) dazugehöriges Gleichungssystem



$$\begin{pmatrix} I_B \\ I_C \\ I_E \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} Y_{11} & Y_{12} & -(Y_{11}+Y_{12}) \\ Y_{21} & Y_{21} & -(Y_{21}+Y_{22}) \\ -(Y_{11}+Y_{21}) & -(Y_{12}+Y_{21}) & Y_{11}+Y_{12}+Y_{21}+Y_{22} \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} U_B \\ U_C \\ U_E \end{pmatrix}$$

b)

Bild 6: a) Transistor in unbestimmter Schaltung; b) dazugehöriges Gleichungssystem



b) $\begin{pmatrix} I_B \\ I_E \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} Y_{11} & -(Y_{11}+Y_{12}) \\ -(Y_{11}+Y_{21}) & Y_{11}+Y_{12}+Y_{21}+Y_{22} \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} U_B \\ U_E \end{pmatrix}$

Bild 7: a) Transistor in Kollektorschaltung; b) dazugehöriges Gleichungssystem

Satz 3: Wenn von zwei Netzwerken mit je n Knoten alle Knoten des einen und anderen Netzwerkes gemeinsames Potential besitzen, können die Knoten verbunden werden. Hat jedoch ein Netzwerk mehr Knoten als das andere, so muß das Netzwerk mit weniger Knoten durch Einführung isolierter Knoten erweitert werden. Die den isolierten Knoten entsprechenden Zeilen und Spalten erhalten Nullen.

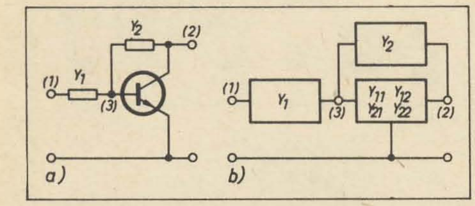


Bild 8: a) Gegengekoppelter Verstärker; b) dazugehöriges Ersatzschaltbild

Dieser Satz soll an einem Beispiel erläutert werden.

Bild 8a gibt die Schaltung eines Verstärkers mit Spannungsgegenkopplung wieder. Die dazugehörige Ersatzschaltung zeigt Bild 8b. Die drei Knoten der Schaltung sind mit den Ziffern (1) bis (3) versehen. Dabei ist es von Vorteil, die (1) für den Eingang und die (2) für den Ausgang zu verwenden, weil so am Ende der Rechnung sofort die Y-Parameter der Schaltung vorliegen. Natürlich lassen sich auch die Kennwerte zwischen beliebigen anderen Knoten ermitteln. Zunächst müssen die Matrizen der einzelnen Bauelemente aufgestellt werden. Sehr wichtig ist es, die Numerierung der Knoten zu beachten.

Satz 4: Ist bei einem Bauelement in der Zusammenschaltung die Reihenfolge der Ziffernzuordnung der Knoten vertauscht gegenüber der Reihenfolge der Ziffernzuordnung, für die die Y-Kennwerte des Bauelements festgelegt wurden, so sind in der Y-Matrix die den Ziffern entsprechenden Zeilen untereinander und die den Ziffern entsprechenden Spalten untereinander zu tauschen.

Sind also für einen Transistor Y_{11}, Y_{12}, Y_{21} und Y_{22} angegeben, so bezieht sich das auf die Zuordnung links Eingang, rechts Ausgang, unten Bezugspunkt. Stehen jetzt in dem Schaltbild an den Knoten links (3) und rechts (2), so ist die Reihenfolge der Ziffernzuordnung der Knoten vertauscht, da die Ziffer des Knotens links größer als die Ziffer des Knotens rechts ist.

Bei der Matrix im Bild 9a handelt es sich um eine bestimmte Y-Matrix mit einem isolierten Knoten, da das Bezugspotential der Stufe das gemeinsame Bezugspotential und Knoten (1) isoliert ist. Ganz allgemein hätte die Stufe die Matrix, die im Bild 9a dargestellt ist. Sie enthält die üblichen Y-Kennwerte des Transistors. Da jedoch die Knotenziffer am Eingang größer als die Knotenziffer am Ausgang ist, müssen nach Satz 4 die Zeilen und Spalten untereinander vertauscht werden

$$\begin{pmatrix} Y_{22} & Y_{21} \\ Y_{12} & Y_{11} \end{pmatrix}$$

Da Knoten (1) isoliert ist, müssen entsprechend Satz 3 in der 1. Zeile und der 1. Spalte Nullen stehen. Also ergibt sich für Bild 9a

$$\begin{pmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & Y_{22} & Y_{21} \\ 0 & Y_{12} & Y_{11} \end{pmatrix}$$

Die im Bild 9b abgebildete Schaltung hat eine unbestimmte Y-Matrix mit einem isolierten Knoten. Die Y-Matrix eines einzelnen Leitwertes ergibt sich aus $U_1 = I_1 Y$ (s. Bild 10), so daß die unbestimmte Y-Matrix aus einem Element (Y) besteht. Auf die gleiche Art erhält man für die Schaltung im Bild 11 das Gleichungssystem

$$I_1 = U_1 Y - U_2 Y$$
$$I_2 = -U_1 Y + U_2 Y$$

aus dem sich die unbestimmte Y-Matrix ergibt

$$\begin{pmatrix} Y & -Y \\ -Y & Y \end{pmatrix}$$

Die Schaltung im Bild 9b weist außerdem einen isolierten Knoten auf, so daß zur Ermittlung der unbestimmten Matrix noch Satz 3 angewendet werden muß:

$$\begin{pmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & Y_2 & -Y_2 \\ 0 & -Y_2 & Y_2 \end{pmatrix}$$

Ähnlich verfährt man bei der Schaltung nach Bild 9c, bei der Knoten (2) isoliert ist:

$$\begin{pmatrix} Y_1 & 0 & -Y_1 \\ 0 & 0 & 0 \\ -Y_1 & 0 & Y_1 \end{pmatrix}$$

Die Gesamtmatrix für Bild 8b ergibt sich aus der Addition der drei Einzelmatrizen der Bilder 9a, 9b und 9c, da alle Knoten gleiches Potential besitzen. Die Y-Matrix für den Verstärker im Bild 8b lautet demzufolge:

$$\begin{pmatrix} Y_1 & 0 & -Y_1 \\ 0 & Y_{22}+Y_2 & Y_{21}-Y_2 \\ -Y_1 & Y_{12}-Y_2 & Y_{11}+Y_1+Y_2 \end{pmatrix}$$

In diesem Beispiel wurde zur besseren Erläuterung jeder Schritt einzeln beschrieben. Die Bilder 9a, 9b und 9c werden normalerweise nicht aufgezeichnet, sondern es werden sofort aus Bild 8 die Einzelmatrizen abgelesen.

Reduzieren der Matrix

Die erhaltene Matrix des Gesamtnetzwerkes muß in ihrer Ordnung reduziert werden, da die Knoten, die keine äußere Verbindung haben, den Knotenstrom Null besitzen. Sie werden eliminiert. Es gilt nach [1] und [2] folgender Zusammenhang:

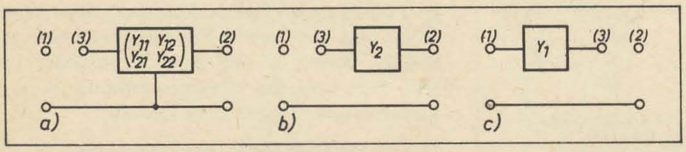


Bild 9: Einzelnetzwerke des Verstärkers, die, parallel geschaltet, die Schaltung nach Bild 8b ergeben. a) Bestimmte Y-Matrix mit einem isolierten Knoten; b, c) unbestimmte Y-Matrix mit einem isolierten Knoten

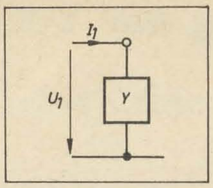


Bild 10: Zur Ermittlung der bestimmten Y-Matrix eines Leitwertes

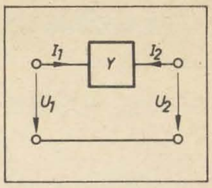


Bild 11: Zur Ermittlung der unbestimmten Y-Matrix eines Leitwertes

$$\begin{pmatrix} I_1 \\ \vdots \\ I_{n-s} \\ 0 \\ \vdots \\ 0 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \mathbf{A} & \mathbf{B} \\ \mathbf{D} & \mathbf{C} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} U_1 \\ \vdots \\ U_{n-s} \\ U_{n-s+1} \\ \vdots \\ U_n \end{pmatrix}$$

$$\begin{pmatrix} I_1 \\ \vdots \\ I_{n-s} \end{pmatrix} = ((A)-(B)\,(C)^{-1}(D)) \begin{pmatrix} U_1 \\ \vdots \\ U_{n-s} \end{pmatrix}$$

Es kann folgender Satz aufgestellt werden:

Satz 5: Die Matrix des Gesamtnetzwerkes ist derart in die vier Einzelmatrizen (A), (B), (C) und (D) zu unterteilen, daß (A) eine Matrix mit zwei Zeilen und zwei Spalten wird. Die Y-Kennwerte der Schaltung Y_{11}^*, Y_{12}^*, Y_{21}^* und Y_{22}^* erhält man aus der Berechnung des Ausdruckes $(A)-(B)(C)^{-1}(D)$.

$(C)^{-1}$ ist die inverse Matrix von (C), die nach den Rechenregeln der Matrizenrechnung quadratisch sein und den Betrag $|C| \neq 0$ besitzen muß. Die Herleitung der inversen Matrix ist aus Tabellenbüchern ersichtlich.

Als Beispiel wird für die Reduktion einer Matrix erneut die Schaltung im Bild 8 herangezogen. Die Unterteilung ergibt sich nach Satz 4 und ist in der Tafel 1a ersichtlich. Anschließend wird C^{-1} gebildet und die Multiplikation der drei Einzelmatrizen vorgenommen (s. Tafel 1b). Aus der Differenzbildung mit (A) werden die in Tafel 1c dargestellten Y-Parameter der Schaltung ermittelt. Rechenregeln für die Matrizenmultiplikation sind z. B. in [4] zu finden.

Bevor weitere Beispiele folgen, sollen die einzelnen Rechenschritte nochmals zusammengefaßt werden:

1. Numerierung der Knoten mit fortlaufenden Zahlen
Dabei ist die (1) für den Eingang und die (2) für den Ausgang zu verwenden. Bei der Reihenfolge der weiteren Ziffern ist zu beachten, daß später eventuell Satz 4 angewendet werden muß.

2. Aufstellen der Matrix für jedes Bauelement
Dabei muß beachtet werden, ob der Bezugspunkt der gemeinsame Bezugspunkt der Schaltung ist. Ist das nicht der Fall, muß die unbestimmte Matrix nach Satz 1 errechnet werden. Weiterhin ist zu prüfen, ob Satz 4 anzuwenden ist. Anschließend sind für die isolierten Knoten entsprechend Satz 3 Nullen einzufügen.

3. Addieren der Einzelmatrizen
(Alle Elemente werden addiert.)

4. Reduzieren der Matrix entsprechend Satz 5.

Berechnungsbeispiele

Verstärker mit Strom- und Spannungsgegenkopplung

Bild 12b zeigt das Ersatzschaltbild der Schaltung nach Bild 12a. Für die drei Einzelmatrizen und deren Addition erhält man die in Tafel 2a dargestellte Gleichung. Entsprechend der Unterteilung der Matrix ergibt sich für die Rechenoperation (A)—(B)(C)$^{-1}$(D) der in Tafel 2b enthaltene Ausdruck, von dem man nach Durchführung der Rechnung die Y-Kennwerte der Schaltung erhält (s. Tafel 2c).
Aus der Bedingung $Y_2 = 0$ ergeben sich die Werte für die Stromgegenkopplung und aus $Y_1 \to \infty$ die Werte für die Spannungsgegenkopplung. Die Schaltung nach Bild 12 bietet die Möglichkeit, für einen bestimmten Last- und Quellwiderstand den Ein- und Ausgangswiderstand untereinander gleich und außerdem gleich einem bestimmten Wert zu gestalten. Ist Y_L der Lastleitwert und Y_S der Leitwert der Quelle, so gilt allgemein

$$Y_{ein} = Y_{11} - \frac{Y_{12}Y_{21}}{Y_L + Y_{22}}$$

$$Y_{aus} = Y_{22} - \frac{Y_{12}Y_{21}}{Y_S + Y_{11}}$$

Soll die Beziehung $Y_{ein} = Y_{aus} = Y_L = Y_S = Y_z$ gelten, wobei Y_z einen bestimmten Wert besitzt, so ergibt sich die Gleichung

$$Y_z^2 \approx Y_2 \frac{Y_1 Y_{21}^*}{Y_1 + Y_{21}^*}$$

Ist $Y_{21} \gg Y_1$, vereinfacht sie sich folgendermaßen:

$$Y_z^2 \approx Y_1 Y_2$$

Wird weiterhin ein Ein- und Ausgangswiderstand von z. B. 50 Ω angestrebt, muß die Relation

$$\frac{1}{\sqrt{Y_1 Y_2}} \approx 50\,\Omega$$

erfüllt sein.
Die berechnete Schaltung besitzt gute Verzerrungseigenschaften, aber keine große Rückwirkungsfreiheit.

Tafel 1: Berechnung der Y-Kennwerte der Schaltung im Bild 8a

a) Anwendung der Reduktionsregel

$$\begin{pmatrix} Y_1 & 0 & -Y_1 \\ & \mathbf{A} & \mathbf{B} \\ 0 & Y_{22}+Y_2 & Y_{21}-Y_2 \\ -Y_1 \quad \mathbf{D} & Y_{12}-Y_2 & Y_{11}+Y_1+Y_2 \\ & & \mathbf{C} \end{pmatrix}$$

b) Berechnung der reduzierten Matrix

$$(A)-(B)(C)^{-1}(D) = \begin{pmatrix} Y_1 & 0 \\ 0 & Y_{22}+Y_2 \end{pmatrix} - \frac{1}{Y_{11}+Y_1+Y_2}\begin{pmatrix} -Y_1 \\ Y_{21}-Y_2 \end{pmatrix}\begin{pmatrix} -Y_1 & Y_{12}-Y_2 \end{pmatrix}$$

$$= \begin{pmatrix} Y_1 & 0 \\ 0 & Y_{22}+Y_2 \end{pmatrix} - \frac{1}{Y_{11}+Y_1+Y_2}\begin{pmatrix} Y_1^2 & -Y_1(Y_{12}-Y_2) \\ -Y_1(Y_{21}-Y_2) & (Y_{21}-Y_2)(Y_{12}-Y_2) \end{pmatrix}$$

c) Y-Kennwerte der Schaltung

$$Y_{11}^* = Y_1 - \frac{Y_1^2}{Y_{11}+Y_1+Y_2} = \frac{(Y_{11}+Y_2)Y_1}{Y_{11}+Y_1+Y_2}$$

$$Y_{12}^* = \frac{Y_1(Y_{12}-Y_2)}{Y_{11}+Y_1+Y_2}$$

$$Y_{21}^* = \frac{Y_1(Y_{21}-Y_2)}{Y_{11}+Y_1+Y_2}$$

$$Y_{22}^* = Y_{22} + Y_2 - \frac{(Y_{21}-Y_2)(Y_{12}-Y_2)}{Y_{11}+Y_1+Y_2}$$

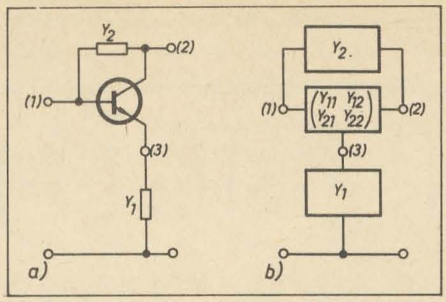


Bild 12: a) Verstärker mit Strom- und Spannungsgegenkopplung; b) dazugehöriges Ersatzschaltbild

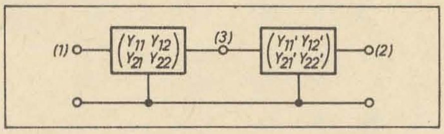


Bild 13: Kettenschaltung zweier Verstärkerstufen

Kettenschaltung zweier Verstärkerstufen

Um zu zeigen, daß die hier angegebene Rechenmethode schneller und einfacher zum Ziel führt als die Vierpoltheorie, soll ein weiteres Beispiel folgen. Bild 13 zeigt die Kettenschaltung zweier Verstärkerstufen. Nach den Methoden der Vierpoltheorie wäre die Umwandlung in Kettenmatrizen und die anschließende Rückwandlung in Y-Matrizen notwendig. Nach dem angegebenen Rechenverfahren ergibt sich

$$\begin{pmatrix} Y_{11} & 0 & Y_{12} \\ 0 & 0 & 0 \\ Y_{21} & 0 & Y_{22} \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & Y_{22}' & Y_{21}' \\ 0 & Y_{12}' & Y_{11}' \end{pmatrix}$$

$$= \begin{pmatrix} Y_{11} & 0 & Y_{12} \\ & \mathbf{A} & \mathbf{B} \\ 0 & Y_{22}' & Y_{21}' \\ Y_{21} & Y_{12}' & Y_{11}' + Y_{22} \\ & \mathbf{D} & \mathbf{C} \end{pmatrix}$$

Wird die Rechenoperation (A)—(B)(C)$^{-1}$(D) ausgeführt, erhält man für die Kettenschaltung zweier Verstärkerstufen sofort die Werte

$$Y_{11}^* = Y_{11} - \frac{Y_{12}Y_{21}}{Y_{11}' + Y_{22}}$$

$$Y_{12}^* = -\frac{Y_{12}Y_{12}'}{Y_{11}' + Y_{22}}$$

$$Y_{21}^* = -\frac{Y_{21}Y_{21}'}{Y_{11}' + Y_{22}}$$

$$Y_{22}^* = Y_{22} - \frac{Y_{12}'Y_{21}'}{Y_{11}' + Y_{22}'}$$

Zweistufiger Verstärker mit Strom- und Spannungsrückführung

Zum Schluß soll noch eine Schaltung berechnet werden, bei der die Methoden der Vierpoltheorie nicht angewendet werden können. Im Bild 14 wird ein zweistufiger Verstärker mit Strom- und Spannungsrückführung dargestellt, der als rausch- und verzerrungsarmer Breitbandverstärker mit niedrigem Eingangswiderstand Bedeutung erlangt hat. Um übersichtliche Formeln zu erhalten, sind Vernachlässigungen getroffen worden, die jedoch gute Näherungen ergeben, da i. allg. Y_{21} groß gegenüber allen anderen Leitwerten ist.
Zunächst werden die Einzelmatrizen angegeben, die summiert werden müssen (s. Tafel 3a). Nun muß der Ausdruck

Tafel 2: Berechnung des Verstärkers im Bild 12a

a) Anwendung der Reduktionsregel

$$\begin{pmatrix} Y_{11} & Y_{12} & -(Y_{11}+Y_{12}) \\ Y_{21} & Y_{22} & -(Y_{21}+Y_{22}) \\ -(Y_{11}+Y_{21}) & -(Y_{12}+Y_{22}) & Y_{11}+Y_{12}+Y_{21}+Y_{22} \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & Y_1 \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} Y_2 & -Y_2 & 0 \\ -Y_2 & Y_2 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{pmatrix}$$

$$\begin{pmatrix} Y_{11}+Y_2 & Y_{12}-Y_2 & -(Y_{11}+Y_{12}) \\ & \mathbf{A} & \mathbf{B} \\ Y_{21}-Y_2 & Y_{22}+Y_2 & -(Y_{21}+Y_{22}) \\ -(Y_{11}+Y_{21}) & -(Y_{12}+Y_{22}) & Y_1+Y_{11}+Y_{12}+Y_{21}+Y_{22} \\ & \mathbf{D} & \mathbf{C} \end{pmatrix}$$

b) Berechnung der reduzierten Matrix

$$(A)-(B)(C)^{-1}(D) = \begin{pmatrix} Y_{11}+Y_2 & Y_{12}-Y_2 \\ Y_{21}-Y_2 & Y_{22}+Y_2 \end{pmatrix} - \frac{1}{Y_1+Y_{11}+Y_{12}+Y_{21}+Y_{22}} \begin{pmatrix} -(Y_{11}+Y_{12}) \\ -(Y_{21}+Y_{22}) \end{pmatrix}\begin{pmatrix} -(Y_{11}+Y_{21}) & -(Y_{12}+Y_{22}) \end{pmatrix}$$

c) Y-Kennwerte des Verstärkers

$$Y_{11}^* = Y_{11} + Y_2 - \frac{(Y_{11}+Y_{12})(Y_{11}+Y_{21})}{Y_1+Y_{11}+Y_{12}+Y_{21}+Y_{22}} \approx Y_2 + \frac{Y_{11}Y_1}{Y_1+Y_{21}}$$

$$Y_{12}^* = Y_{12} - Y_2 - \frac{(Y_{11}+Y_{12})(Y_{12}+Y_{22})}{Y_1+Y_{11}+Y_{12}+Y_{21}+Y_{22}} \approx -Y_2 - \frac{Y_{11}Y_{22}}{Y_1+Y_{21}}$$

$$Y_{21}^* = Y_{21} - Y_2 - \frac{(Y_{21}+Y_{22})(Y_{11}+Y_{21})}{Y_1+Y_{11}+Y_{12}+Y_{21}+Y_{22}} \approx -Y_2 + \frac{Y_1Y_{21}}{Y_1+Y_{21}}$$

$$Y_{22}^* = Y_{22} + Y_2 - \frac{(Y_{21}+Y_{22})(Y_{12}+Y_{22})}{Y_1+Y_{11}+Y_{12}+Y_{21}+Y_{22}} \approx Y_2 + \frac{Y_1Y_{22}}{Y_1+Y_{21}}$$

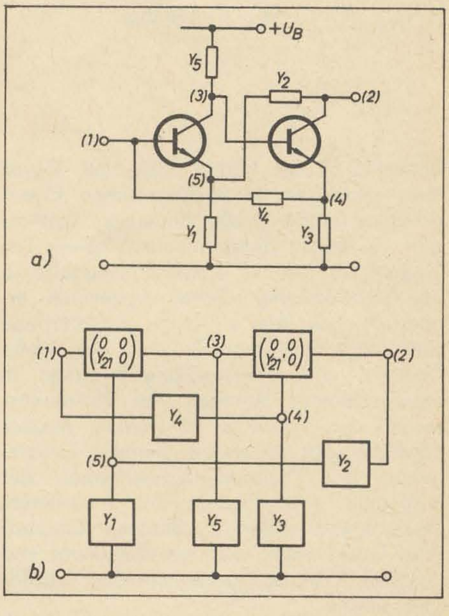


Bild 14: a) Zweistufiger Verstärker mit Strom- und Spannungsrückführung; b) dazugehöriges Ersatzschaltbild

(A)—(B)(C)$^{-1}$(D) zur Ermittlung der Y-Kennwerte berechnet werden (s. Tafel 3b). Daraus ergibt sich für einen gegebenen Lastleitwert Y_L der Eingangsleitwert

$$Y_{ein} = Y_{11}^* - \frac{Y_{12}^* Y_{21}^*}{Y_L + Y_{22}^*} \approx \frac{Y_3 Y_4}{Y_3 + Y_4}\left(1 + \frac{Y_1}{Y_3} + Y_L \frac{Y_1 + Y_2}{Y_2 Y_3}\right)$$

und für eine Quelle Y_S der Ausgangsleitwert

$$Y_{aus} = Y_{22}^* - \frac{Y_{12}^* Y_{21}^*}{Y_S + Y_{11}^*}$$

$$\approx \frac{Y_1 Y_2}{Y_1 + Y_2}\left(1 + \frac{Y_3}{Y_1} + Y_S \frac{Y_3 + Y_4}{Y_1 Y_4}\right)$$

Die Leerlaufspannungsverstärkung kann nun mit der folgenden Näherung bestimmt werden:

$$V = \frac{Y_{21}^*}{Y_{22}^*} \approx 1 + \frac{Y_1}{Y_2}$$

Besonders am letzten Beispiel wird deutlich, daß sich die Summenmatrix bei einiger Übung sofort aus dem Schaltbild ablesen läßt.

Bei einer gewünschten numerischen Berechnung bestimmter Kennwerte bietet sich die Möglichkeit an, die Rechenoperation (A)—(B)(C)$^{-1}$(D) durch einen Rechner ausführen zu lassen.

Literatur

[1] Nichols, K. G.: The determination of the admittance matrix of a linear three-pole. Electronic Engineering 34 (1962) H. 7, S. 476–482

[2] Klein, W.: Grundlagen der Theorie elektrischer Schaltungen. Berlin: Akademie Verlag 1970

[3] Telefunken Fachbuch, Röhre und Transistor als Vierpol. München: Francis Verlag 1967

[4] Einführung in die Matrizenrechnung. radio und fernsehen 14 (1965) H. 15, S. 466; H. 16, S. 497 und 498

Tafel 3: Berechnung der Y-Kennwerte des Verstärkers im Bild 14

a) Addition der Einzelmatrizen und Anwendung der Reduktionsregel

$$\begin{pmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ Y_{21} & 0 & 0 & 0 & -Y_{21} \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ -Y_{21} & 0 & 0 & 0 & Y_{21} \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & Y_{21}' & -Y_{21}' & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -Y_{21}' & Y_{21}' & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & Y_1 \end{pmatrix}$$

$$+ \begin{pmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & Y_2 & 0 & 0 & -Y_2 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -Y_2 & 0 & 0 & Y_2 \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & Y_3 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} Y_4 & 0 & 0 & -Y_4 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ -Y_4 & 0 & 0 & Y_4 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & Y_5 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{pmatrix}$$

$$= \begin{pmatrix} Y_4 & 0 & 0 & -Y_4 & 0 \\ 0 & Y_2 & Y_{21}' & -Y_{21}' & -Y_2 \\ Y_{21} & 0 & Y_5 & 0 & -Y_{21} \\ -Y_4 & 0 & -Y_{21} & Y_3+Y_4+Y_{21}' & 0 \\ -Y_{21} & -Y_2 & 0 & 0 & Y_1+Y_2+Y_3 \end{pmatrix}$$

b) Y-Kennwerte der Schaltung

$$Y_{11}^* = Y_4 + Y_4 \frac{Y_{21} Y_{21}'(Y_1 + Y_2) - Y_5(Y_1 + Y_2 + Y_{21})}{Y_5(Y_1 + Y_2 + Y_{21})(Y_3 + Y_4 + Y_{21}')}$$

$$Y_{12}^* = - \frac{Y_2 Y_4 Y_{21} Y_{21}'}{Y_5(Y_1 + Y_2 + Y_{21})(Y_3 + Y_4 + Y_{21}')}$$

$$Y_{21}^* = - \frac{Y_{21} Y_{21}'(Y_3 + Y_4)(Y_1 + Y_2) + Y_{21}' Y_4 Y_5 (Y_1 + Y_2 + Y_{21})}{Y_5(Y_1 + Y_2 + Y_{21})(Y_3 + Y_4 + Y_{21}')} - \frac{Y_{21} Y_2 Y_5 (Y_3 + Y_4 + Y_{21}')}{Y_5(Y_1 + Y_2 + Y_{21})(Y_3 + Y_4 + Y_{21}')}$$

$$Y_{22}^* = Y_2 + Y_2 \frac{Y_{21} Y_{21}'(Y_3 + Y_4) - Y_2 Y_5 (Y_3 Y_4 + Y_{21}')}{Y_5(Y_1 + Y_2 + Y_{21})(Y_3 + Y_4 + Y_{21}')}$$

Der Fotowiderstand – Theorie, Kennwerte, Anwendung

Dr.-Ing. G. GRAICHEN und
Dr. rer. nat. H. GRAICHEN

Der Beitrag behandelt wesentliche theoretische Grundlagen, wichtige Kennwerte und typische Anwendungsmöglichkeiten von Fotowiderständen. Der Leser wird mit den Problemen bei der Dimensionierung von Schaltungen mit Fotowiderständen vertraut gemacht und in die Lage versetzt, auf dem Gebiet der Anwendung dieser Bauelemente selbständig zu arbeiten.

Fotowiderstände haben sich auf Grund ihrer günstigen optoelektronischen Eigenschaften (relativ große steuerbare Leistungen bei hoher Empfindlichkeit) schon seit langem ein breites Anwendungsgebiet in der elektronischen Schaltungstechnik erobert. Wegen ihrer einfachen Handhabung sind Fotowiderstände für vielfältige Meß-, Kontroll- und Überwachungsaufgaben in automatisierten Anlagen der Verfahrenstechnik besonders zu empfehlen. Neuere Entwicklungen lassen ein weiteres Einsatzgebiet bei Positionierungsaufgaben der modernen Handhabetechnik erkennen. Nachfolgend sollen wesentliche theoretische Grundlagen, wichtige Kennwerte und typische Anwendungsmöglichkeiten behandelt werden.

Theoretische Grundlagen

Der Fotowiderstand besteht als einfachstes fotoelektrisches Bauelement lediglich aus einer homogenen Halbleiter-Widerstandsbahn. Für die Herstellung haben sich aus technischen und ökonomischen Gründen das Aufdampfverfahren und in begrenztem Umfang das Sinter-Preß-Verfahren gegenüber der Herstellung aus Einkristallen durchgesetzt. Die Kontaktierung der fotoempfindlichen Schicht erfolgt sperrschichtfrei durch Metalle mit niedriger Austrittsarbeit für Elektronen, wobei die fotoempfindliche Schicht durch Einbau in ein Glas-, Metall-Glas- bzw. Plastgehäuse vor atmosphärischen Einflüssen geschützt wird. Es gibt Bauformen für seitlichen oder auch frontalen Lichteinfall. Die wirksame zu beleuchtende Fläche liegt zwischen A = 0,3 bis 500 mm².

Für das Verständnis der Funktionsweise des Fotowiderstandes ist es zweckmäßig, einige wichtige physikalische Grundlagen in Kürze darzustellen.

Licht als Teil des elektromagnetischen Spektrums wird vom menschlichen Auge im Wellenlängenbereich λ = 380...780 nm wahrgenommen. Im Bild 1 wird die spektrale Empfindlichkeit des menschlichen Auges mit verschiedenen Halbleitermaterialien verglichen. Das unterschiedliche spektrale Verhalten der Halbleiter ist materialbedingt. Es kann durch entsprechende Dotierung bzw. Herstellungsverfahren beeinflußt werden.

Kennzeichnend für das Licht ist seine Doppelnatur. Bei Ausbreitungserscheinungen verhält es sich wie eine elektromagnetische Welle, bei Emissions-, Streu- und Absorptionsprozessen dagegen wie eine Teilchenstrahlung (Welle-Korpuskel-Dualismus).

Bei der korpuskularen Betrachtungsweise wird die Lichtstrahlung als Photonenstrom (Lichtquantenstrom) angenommen. Die kleinste übertragbare Energie ist die eines Photons W_P. Diese errechnet sich nach

$$W_P = h\,\nu \qquad (1)$$

mit $h = 6{,}624 \cdot 10^{-34}\ \mathrm{Ws^{-2}}$ (Plancksches Wirkungsquantum) und ν = Frequenz.

Die Wellenlängenabhängigkeit ergibt sich aus dem Zusammenhang

$$c = \lambda\,\nu \qquad (2)$$

mit c = Lichtgeschwindigkeit ($c \approx 3 \cdot 10^8$ m s^{-1}), λ = Wellenlänge, ν = Frequenz.

Unter der Strahlungsleistung P einer Lichtquelle versteht man die gesamte je Zeiteinheit ausgesandte Energie W, die sich aus elektromagnetischen Strahlen mit allen für die Quelle möglichen Wellenlängen zusammensetzt. Sie errechnet sich aus

$$P = \frac{W}{t} \qquad (3)$$

Anstelle der Strahlungsenergie W wird häufig die Lichtmenge Q betrachtet, und an die Stelle der Strahlungsleistung P tritt dann der Lichtstrom Φ. Die zu Gl. (3) äquivalente Gleichung lautet somit

$$\Phi = \frac{Q}{t} \qquad (4)$$

Trifft ein bestimmter Lichtstrom Φ auf eine

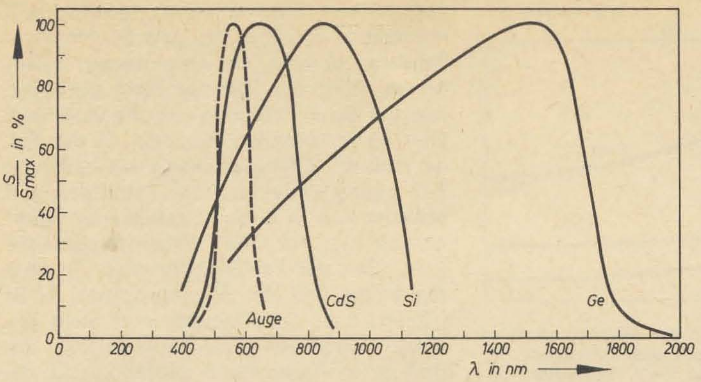


Bild 1: Relative spektrale Empfindlichkeit verschiedener Ausgangsmaterialien für optoelektronische Empfänger im Vergleich zum menschlichen Auge

wirksame Fläche A, so läßt sich die Beleuchtungsstärke E gemäß

$$E = \frac{\Phi}{A} \qquad (5)$$

berechnen.

Die Funktion des Fotowiderstandes beruht darauf, daß beim Aufprall von Photonen auf die fotoempfindliche Schicht Energie auf die Ladungsträger übertragen und eine gewisse Anzahl von ihnen frei beweglich wird. Die Freisetzung von Elektronen in einem Halbleiter durch Lichteinwirkung wird als innerer fotoelektrischer Effekt bezeichnet. Bei Lichteinfall wird dadurch die Leitfähigkeit des Materials erhöht. Im Gegensatz dazu sei der äußere fotoelektrische Effekt erwähnt, bei dem infolge Lichteinwirkung Elektronen den Verband eines Festkörpers verlassen und in den umgebenden Raum als freie Elektronen austreten (Vakuum-Fotozelle, gasgefüllte Fotozelle, Fotovervielfacher).

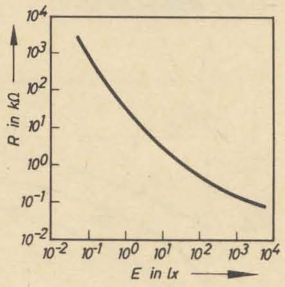
Um in einem Halbleiter ein Valenzelektron zu befreien, ist eine bestimmte Energie (Ablöseenergie) notwendig, die vom Photon auf das Elektron übertragen werden muß. Diese Ablöseenergie ist für jedes Material verschieden.

Aus Gl. (1) folgt, daß je nach Material die Wellenlänge des einfallenden Lichtes einen bestimmten Betrag nicht überschreiten darf, wenn auf dem Wege des inneren lichtelektrischen Effektes freie Elektronen entstehen sollen. Hieraus erklärt sich die ausgeprägte langwellige Grenze der spektralen Empfindlichkeit.

Betrachtet man den inneren lichtelektrischen Effekt mit Hilfe des Bändermodells, so entspricht die schon diskutierte Ablösearbeit dem Abstand zwischen Valenz- und Leitfähigkeitsband. Dazwischen befinden sich in der Nähe der Bandkanten die Niveaus der Störterme (Donator- und Akzeptor-Niveaus). Beim idealen undotierten, nichtbestrahlten Halbleiter entspricht die Elektronenverteilung der eines Isolators, d. h., zwischen Valenz- und Leitfähigkeitsband befinden sich keine Störterme; der Unterschied besteht lediglich im Bandabstand. Auf Grund des geringen Abstandes der Donator-Niveaus vom Leitfähigkeitsband ist die Ablöseenergie eines Donator-Elektrons wesentlich geringer als die Ablöseenergie eines Elektrons aus dem Valenzband.

Daraus erklärt sich die nicht scharfe langwellige Begrenzung der spektralen Empfindlichkeit. Derjenige Spektralbereich, in dem die Energie eines Photons für den Elektronenübergang aus dem Valenzband in das Leitfähigkeitsband nicht mehr ausreicht, aber noch groß genug ist, um Elek-

Bild 2: Typische Widerstands-Beleuchtungsstärke-Charakteristik eines CdS-Fotowiderstandes ▼



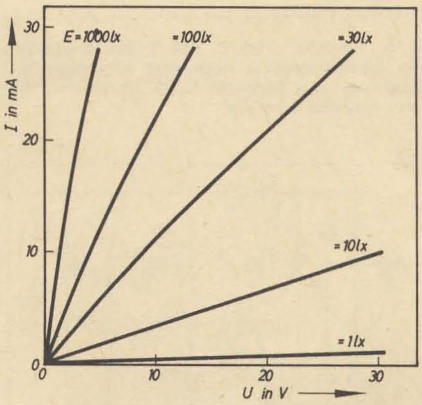


Bild 3: Typische Strom-Spannungskennlinien eines CdS-Fotowiderstandes mit der Beleuchtungsstärke als Parameter

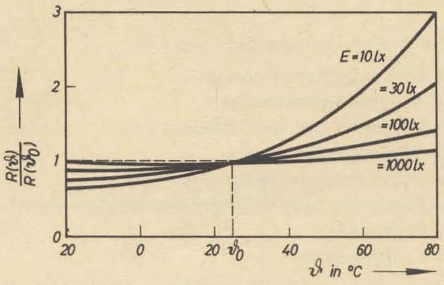


Bild 4: Typische Temperaturabhängigkeit des Widerstandswertes eines Fotowiderstandes mit der Beleuchtungsstärke als Parameter

tronen aus Störtermen in das Leitfähigkeitsband zu bringen, ist der Bereich der maximalen Empfindlichkeit. Die Anwendung von Fotowiderständen ist meist auf diesen Spektralbereich beschränkt.

Die überwiegende Anzahl praktisch ausgeführter Fotowiderstände arbeitet im sichtbaren Bereich des elektromagnetischen Spektrums. Als günstigstes Ausgangsmaterial dafür erwiesen sich chemische Verbindungen des Cadmiums, insbesondere Cadmiumsulfid (CdS). Die Fotoleitfähigkeit wird durch Dotierung – vorzugsweise mit Elementen der Halogengruppe – beeinflußt. Nachteilig ist, daß die als Donatoren eingebauten Halogene bereits bei Raumtemperatur infolge thermischer Generation von Ladungsträgern die Dunkelleitfähigkeit erhöhen und damit die Empfindlichkeit des Fotowiderstandes vermindern. Diesem Nachteil wird durch Einbau von Akzeptoren (Kupfer, Silber) – sogenannten Aktivatoren – entgegengewirkt. Die Dotierung mit Akzeptoren muß sehr sorgfältig erfolgen, da bei zu niedriger Konzentration erhöhte Dunkelströme auftreten und bei zu hoher Konzentration freie Elektronen eingefangen werden, wodurch die Fotoleitfähigkeit herabgesetzt wird.

Kennwerte

Bei der Interpretation der Kennwerte von Fotowiderständen spielt die Beleuchtungsstärke E eine entscheidende Rolle. Zu beachten ist dabei, daß Fotowiderstände im praktischen Betrieb üblicherweise mit Licht bestrahlt werden, das neben den Wellenlängen entsprechend der spektralen Empfindlichkeit auch kurzwelligere und längerwelligere Anteile enthält. Wenn nachfolgend von Beleuchtungsstärke die Rede ist, bezieht sich das grundsätzlich auf den Bereich der spektralen Empfindlichkeit des beleuchteten Fotowiderstandes.

Einer der wichtigsten Kennwerte von Fotowiderständen ist die Abhängigkeit des Widerstandes von der Beleuchtungsstärke (vgl. Bild 2). Die Steilheit läßt sich durch gezielte Dotierung in der bereits erläuterten Art in gewissen Grenzen beeinflussen. Die Abnahme der Empfindlichkeit (Steilheit) bei zunehmender Beleuchtungsstärke ist darauf zurückzuführen, daß einmal bei hohen Beleuchtungsstärken die Donatoren allmählich erschöpfen und zum anderen der dann stärkere kurzwellige Anteil verstärkt Defektelektronen entstehen läßt, die ihrerseits die Rekombination begünstigen.

Ein weiterer wichtiger Kennwert von Fotowiderständen ist die Strom-Spannungskennlinie. Die Abhängigkeit des Widerstandswertes vom Parameter Beleuchtungsstärke ergibt die im Bild 3 gezeigte Kurvenschar. Die Krümmung der Kurven im Bereich größerer Verlustleistung resultiert aus einer starken Temperaturabhängigkeit, die im Bild 4 mit der Beleuchtungsstärke als Parameter dargestellt ist. Ursache der Temperaturabhängigkeit des Hellwiderstandes ist eine Verstärkung der Gitterschwingungen bei Temperaturerhöhung, die die Beweglichkeit der freien Ladungsträger einschränkt und damit den Widerstandswert anwachsen läßt. Zu beachten ist fernerhin eine Verminderung des Dunkelwiderstandes infolge thermischer Generation von Ladungsträgern. Die Abhängigkeit des elektrisch wirksamen Widerstandes von der Beleuchtungsstärke (siehe Bild 2) verläuft folglich mit wachsender Temperatur zunehmend flacher.

Das dynamische Verhalten von Fotowiderständen ist durch lichtelektrische Trägheiten gekennzeichnet, die dadurch entstehen, daß sich bei Änderung der Bestrahlungsverhältnisse der zugehörige Widerstandswert nicht trägheitslos einstellt. Erst wenn sich ein Gleichgewicht zwischen Ladungsträgerbildung und Rekombination ergeben hat, bleibt die Elektronenkonzentration und damit auch der Widerstandswert konstant.

Die damit verbundene Verzögerungszeit hängt von den Lichtverhältnissen, der Temperatur und von der Art und der Konzentration der Dotierungsstoffe ab. Im Bild 5 sind die Verhältnisse qualitativ für den Einschaltvorgang dargestellt. Beim Abschalten der Beleuchtung spielt die thermische Generation von Ladungsträgern eine besondere Rolle. Der Abkühlvorgang ist für die oft beträchtliche Zeit verantwortlich, in der der Fotowiderstand von seinem Hell- auf seinen Dunkelwiderstand ansteigt. Deshalb sollte vor einer Messung des Dunkelwiderstandes die Temperaturerhöhung infolge vorheriger Belastung abgeklungen sein. Auf Grund der großen thermischen Zeitkonstanten sind Abkühlzeiten von etwa 30 min durchaus nicht ungewöhnlich (s. Bild 6). Die genannten lichtelektrischen Trägheiten beschränken das Einsatzgebiet von Fotowiderständen auf Arbeitsfrequenzen unterhalb 1 kHz. Im Bereich der Grenzfrequenz sind dabei hohe Beleuchtungsstärken von Vorteil, weil die dann höhere Elektronenkonzentration die Ausgleichsvorgänge rascher ablaufen läßt.

Reversible Veränderungen der Kennwerte von Fotowiderständen – z. B. Erhöhung des Widerstandes mit der Temperatur bei konstanter Beleuchtungsstärke oder höhere Empfindlichkeit nach vorheriger Dunkellagerung – bedeuten kaum eine Einschränkung der Einsatzmöglichkeiten. Irreversible Effekte, bei Fotowiderständen vorwiegend Verschiebungen im Kristallgefüge oder chemische Reaktionen an den Elektroden, werden unter dem Begriff der Alterung zusammengefaßt. Typische Alterungserscheinungen sind die Abnahme der Leitfähigkeit und die Änderung der spektralen Empfindlichkeit bzw. des Dunkelstromes. Insgesamt bestimmen die im Betrieb auftretende elektrische Belastung, die Beleuchtungsstärke und die Temperatur wesentlich den Ablauf der Alterungsvorgänge.

Anwendung

Die Anwendung von Fotowiderständen beschränkt sich grundsätzlich auf den zugehörigen Bereich der spektralen Empfindlichkeit. Im Betrieb ist die Einhaltung der vom Hersteller angegebenen zulässigen Verlustleistung unter Berücksichtigung der maximalen Umgebungstemperatur unbedingt zu gewährleisten, da bereits kurzzeitige Überlastungen die Ursache für eine Störung der Funktionstüchtigkeit sein können. Aus diesem Grunde werden Fotowiderstände üblicherweise mit einem hinreichend großen Vorwiderstand betrieben. Während die Reihenschaltung von Fotowiderständen häufig anzutreffen ist, wird die Parallelschaltung vermieden, weil dabei die Gefahr der Überlastung eines Fotowiderstandes recht groß ist.

Die Anwendungsmöglichkeiten von Fotowiderständen lassen sich in folgende Hauptgruppen gliedern:

1. qualitative und quantitative Lichtmessung bzw. -überwachung
2. Überwachung eines veränderlichen Mediums zwischen Lichtsender und Fotowiderstand
3. Wandlersysteme bei variabler oder modulierter Lichtquelle.

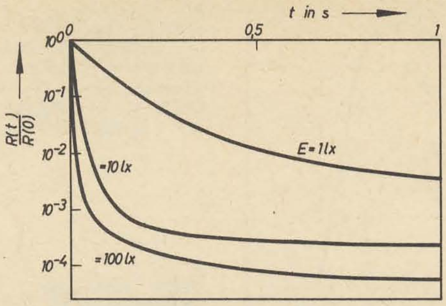


Bild 5: Typischer Verlauf des Widerstandswertes eines Fotowiderstandes nach dem Einschalten der Beleuchtung zum Zeitpunkt t = 0. Parameter: Beleuchtungsstärke für t > 0

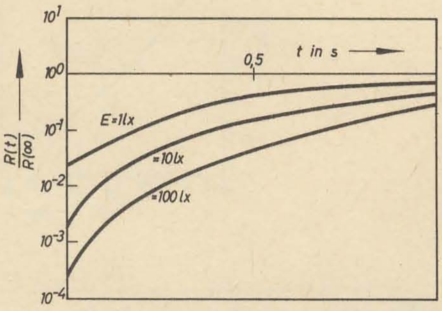


Bild 6: Typischer Verlauf des Widerstandswertes eines Fotowiderstandes nach dem Abschalten der Beleuchtung zum Zeitpunkt t = 0. Parameter: Beleuchtungsstärke für t > 0

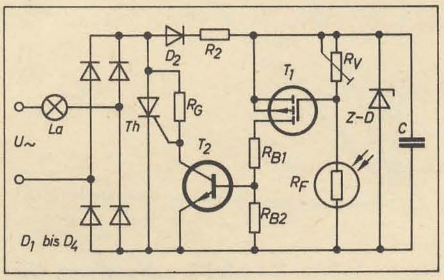


Bild 7: Prinzipschaltung eines Dämmerungsschalters mit einem Thyristor

Zur ersten Gruppe gehören z. B.

– Fotobelichtungsmesser
– Belichtungszeitregler
– Blitzzeitregler und Blitzauslöser
– Dämmerungsschalter
– automatische Helligkeitsregler
– Flammen- und Glühgutüberwachungseinrichtungen
– Feuermelder.

Besondere Bedeutung haben hierbei die Anwendungen in der Kameraindustrie sowie Flammenüberwachungseinrichtungen erlangt. Der Einsatz von Dämmerungsschaltern, z. B. zur Steuerung der Straßenbeleuchtung, wird insbesondere unter dem Gesichtspunkt der Energieeinsparung eine Erweiterung erfahren.

Im Bild 7 ist die Prinzipschaltung einer derartigen Anordnung dargestellt. Hauptvorteil dieser Schaltung ist der direkte Netzbetrieb. Denkt man sich die Schaltung am Kollektor von T_2 aufgetrennt, so erfolgt die Zündung des Thyristors infolge Steuerstromeinspeisung über den Widerstand R_G jeweils kurz nach dem Nulldurchgang der Netzspannung. Der geringe Zeitverzug gewährleistet niedrige Funkstörungen, die Lampenleistung wird kaum merklich beeinflußt. Dieser Zündverzug ist jedoch auch notwendig, um über D_Z und R_Z am Kondensator C eine Gleichspannung aufzubauen. Wird der Thyristor nicht gezündet, was bei einer Ableitung des Steuerstromes über einen leitenden Transistor T_2 der Fall ist, muß die Gleichspannung mit Hilfe von Z-D begrenzt werden. Der Fotowiderstand befindet sich in einem einstellbaren Spannungsteiler. Ist die Beleuchtungsstärke groß, führt der Feldeffekttransistor T_1 ständig Strom, und der Bipolartransistor T_2 ist leitend, d. h., der Thyristor wird nicht gezündet. Sinkt die Beleuchtungsstärke ab, sind beide Transistoren gesperrt, und die Lampe leuchtet ständig.
Obwohl bei beleuchtetem Fotowiderstand der Thyristor nicht gezündet wird, fließt ständig ein pulsierender Gleichstrom über die Widerstände R_G und R_Z. Um diesen störenden Strom klein zu halten, ist ein Thyristor mit niedrigem Zündstrom einzusetzen, weil dann R_G hinreichend hochohmig bemessen werden kann. Der Widerstand R_Z kann grundsätzlich hochohmig gewählt werden, weil bei leitendem Thyristor, also gesperrtem Transistor T_1, die Gleichspannung praktisch nur durch den Spannungsteiler belastet wird. Dieser kann wegen des hohen Eingangswiderstandes des MOSFET ebenfalls sehr hochohmig ausgelegt werden. Ist der Fotowiderstand beleuchtet, erhöht sich der Querstrom des Teilers, und T_1 führt zusätzlich Strom. Dieser höhere Leistungsbedarf wird dann auch über R_Z bereitgestellt, weil in diesem Betriebszustand ständig Spannung am Thyristor anliegt.
Die vorgestellte Prinzipschaltung nach Bild 7 (optischer Kontakt zwischen Lampe und Fotowiderstand wirkt wie eine Rückführung und ist beim praktischen Aufbau auf jeden Fall auszuschalten) ist neben dem erläuterten Einsatz als Dämmerungsschalter auch anderweitig vielfältig als Kontroll- und Überwachungsschaltung einsetzbar. Sie ist in gewissem Grade Ausgangspunkt für die Weiterentwicklung zum optoelektronisch gesteuerten Wechselstromschalter.

Zur zweiten Gruppe der Anwendungsmöglichkeiten gehören z. B.

– Lichtschranken
– Lochkarten- und Lochstreifenleser
– Dichtemesser für Flüssigkeiten und Gase
– Positioniersysteme.

Lichtschranken finden insbesondere im Bereich der Verfahrenstechnik in vielfältigen Ausführungsformen als Automatisierungsmittel breiten Einsatz. Erinnert sei in diesem Zusammenhang an das Zählen von Teilen auf Fließbändern, an das Überwachen von Fäden oder Bahnen in der Textil- bzw. Papierindustrie, an automatische Türöffner, an vielfältige Sicherungseinrichtungen in Maschinen und Geräten. Die Bedeutung von Lochkarten- und Lochstreifenlesern ist aus der Rechentechnik und Datenverarbeitung hinreichend bekannt. Neuere technische Entwicklungen, wie z. B. die numerische Steuerung von Werkzeugmaschinen, der zunehmende Einsatz von Industrierobotern usw. lassen die Bedeutung derartiger Einsatzfälle ständig wachsen. Dichtemesser für Flüssigkeiten und Gase finden in vielen Bereichen der Verfahrenstechnik breite Anwendung. Unter dem Gesichtspunkt der zunehmenden Forderungen an den Umweltschutz ist auch hier mit einer Erweiterung

des Einsatzgebietes von Fotowiderständen zu rechnen. Positioniersysteme (Weg- und Winkelmeßsysteme) durchlaufen z. Z. eine Phase der raschen Weiterentwicklung insbesondere hinsichtlich ihres Einsatzes in Einrichtungen der numerischen Steuerung und der Robotertechnik.

Zur dritten Gruppe gehören z. B.

- Geräte und Einrichtungen der Lichttontechnik
- Anordnungen zur Signalübertragung mit galvanischer Trennung.

Bei den Anwendungsfällen dieser Gruppe ist im Gegensatz zu den vorher genannten die Problematik der lichtelektrischen Trägheit von Fotowiderständen verstärkt zu beachten. Insbesondere in Einrichtungen zur galvanischen Trennung von Signalübertragungswegen kommen deshalb zunehmend optoelektronische Koppelelemente mit wesentlich schneller reagierenden Fotodioden als Lichtempfänger zum Einsatz.

In allen diskutierten Anwendungsfällen ist die Anpassung an die Meß- bzw. Auswerteschaltung wegen der weitgehenden Linearität der Strom-Spannungskennlinie der Fotowiderstände unproblematisch. Üblicherweise kommt eine einfache Spannungsteilerschaltung mit einem hinreichend großen Vorwiderstand zum Einsatz. Brückenschaltungen bieten neben einer meist günstigeren Bereichsanpassung zusätzlich die Möglichkeit einer Kompensation der Temperaturabhängigkeit des Fotowiderstandes mit Heißleitern, wovon vor allem in quantitativen Lichtmeßeinrichtungen, z. B. Fotobelichtungsmessern, Gebrauch gemacht wird.

Die Ausführungen zu den Anwendungsmöglichkeiten von Fotowiderständen orientierten sich an typischen Beispielen ohne Anspruch auf Vollständigkeit. Auf die Angabe konktreter Schaltungen für bestimmte Einsatzfälle ist auf Grund der Vielfalt der Möglichkeiten weitgehend verzichtet worden, letztendlich auch deshalb, weil der interessierte Leser in [5] bis [9] vielfältige Anregungen finden kann.

Literatur

[1] Steidle, H.-G.: Aufbau und Wirkungsweise des Fotowiderstandes. Berlin und München: Programmierte Unterweisung Nr. 31, Siemens AG 1972
[2] Maus, H.: Der Fotowiderstand. Elektronik 14 (1965) H. 7, S. 217–220
[3] Fotowiderstände. Elektronik-Arbeitsblatt Nr. 21
[4] Hatzinger, G.: Bauelemente der Optoelektronik. Siemens-Zeitschrift 45 (1971) H. 9, S. 613 bis 618
[5] Hatzinger, G.: Anwendung optoelektronischer Bauelemente. Siemens-Zeitschrift 45 (1971) H. 10, S. 686–689
[6] Dämmerungsschalter. radio fernsehen elektronik 18 (1969) H. 9, S. 259 und 260
[7] Graichen, G.: Automatischer Dämmerungsschalter mit Lampenausfallsicherung. radio fernsehen elektronik 21 (1972) H. 18, S. 606
[8] Dämmerungsblinkschaltung. radio fernsehen elektronik 22 (1973) H. 14, S. 448
[9] Automatischer Parklichtschalter für 12-V-Bordnetze. radio fernsehen elektronik 26 (1977) H. 16, S. 543

Einfacher Lochbandleser für Mikroprozessorsysteme

RAINER SANDAU,
ILJA WETTENGEL und
HANS-JOACHIM KALLIES

Mitteilung aus dem Institut für Elektronik der Akademie der Wissenschaften der DDR

In diesem Beitrag werden Hard- und Software eines Lochbandlesers vorgestellt, dessen Masse, Volumen, Preis und Spannungsbedarf den Verhältnissen von Mikroprozessorsystemen angepaßt sind. Der Transport des Lochbandes erfolgt manuell, die Einlesegeschwindigkeit beträgt 0 bis 20 000 Zeichen/s.

Zur Zeit erhältliche Lochbandleser (LBL) sind für den Einsatz als periphere Geräte in EDV- und Prozeßrechneranlagen konzipiert. Preis, Volumen, Masse und Leistungsverbrauch stehen im richtigen Verhältnis zu den entsprechenden Kenngrößen dieser Anlagen [1]. Ebenso sind der schnelle automatische Lochbandtransport und dessen Steuerungsmöglichkeiten für die in lochbandorientierte EDV-Anlagen einzulesenden Datenmengen erforderlich. Die üblicherweise in Mikroprozessorsysteme (MPS) einzulesenden Datenmengen sind jedoch im Vergleich zu den in EDV-Anlagen auftretenden Datenmengen sehr gering. Beispiel: Ein 2 K Byte langes Programm im Maschinenkode benötigt bei halbbyteweiser Abspeicherung auf dem Lochband eine Lochbandlänge von etwa 10 m.

Herkömmliche Lochbandleser sind offensichtlich für die meisten Mikroprozessorsysteme, erst recht jedoch für die Belange des Servicedienstes, überdimensioniert. Andererseits ist es zum gegenwärtigen Zeitpunkt auch noch nicht möglich, auf einen Leser ganz zu verzichten; von den zur Zeit als Wirtsrechner zur Assemblierung vorhandenen Anlagen wird der Objektkode gewöhnlich auf Lochband ausgegeben.

Ein Ausweg aus dieser Situation kann der in diesem Beitrag beschriebene, an die Verhältnisse in Mikroprozessorsystemen angepaßte einfache Lochbandleser für Handbetrieb sein (Bild 1).

Seine Vorteile sind

- geringe Masse
- geringes Volumen
- geringer Energieverbrauch (die Spannungsversorgung kann des geringen Leistungsbedarfes wegen über das MPS erfolgen)
- Einsparung von Investitionen (der niedrige Preis gestattet die Einordnung des LBL in den Umlaufmittelbestand)
- einfacher mobiler Betrieb bei Reparatur und Wartung in MPS ohne stationären LBL möglich.

Schaltungsprinzip

Die Schaltungskonzeption geht davon aus, daß die Informationslochungen und das Transportloch auf gleicher Höhe gestanzt sind, das Transportloch jedoch erheblich kleiner ist. Damit ist die Wahrscheinlichkeit, daß bei Erkennen des Transportloches (richtige Justierung vorausgesetzt) an den Informationskanälen die richtige Information anliegt, sehr groß. Zur Fehlererkennung können noch redundante Informationen zur Querkontrolle des Datenwortes zu den Informationslochungen hinzugefügt werden. Ein Risiko bei Handbetrieb besteht darin, daß beim Wackeln bzw. Zittern während der Lochbandeingabe durch mehrmaliges Erkennen des wesentlich kleineren Transportloches die gleiche Information als jeweils neues Zeichen erkannt wird. Dieses Risiko kann durch die mechanische Konstruktion (richtungsabhängige Abbremsung) sowie mit Hilfe eines Triggers mit ausreichender Hysterese zur Ableitung des Einlesetaktes von der Transportspur stark eingeschränkt werden. Zusätzlich kann durch eine Blockprüfung über eine bestimmte Datenmenge das Auftreten eines Fehlers zumindest erkannt und angezeigt werden. Bei der Blockstruktur braucht im Fehlerfall dann nur der fehlerhaft eingelesene Block erneut eingelesen zu werden.

Schaltungsbeschreibung

Bild 2 zeigt das Prinzipschaltbild des Hand-LBL. Die Informationen werden optisch erfaßt. Das Interface ist mit dem PIO-Schaltkreis U 855 realisiert. Die Datenübergabe erfolgt im Handshake-Betrieb mit Hilfe der Signale $\overline{STB}$ und RDY.

Der LBL kann grob in die Funktionsblöcke Lesereinheit und Interface zerlegt werden. Die Verbindung der Funktionsblöcke erfolgt über ein 13poliges Kabel.

Lesereinheit

In der Lesereinheit sind der Strahlungssender, der Strahlungsempfänger mit den Signalverstärkern und die Anzeigeschaltungen für die Signale READY (Bereitschaft zur Lochbandeingabe) sowie FEHLER untergebracht.

Der Strahlungssender besteht aus neun Infrarot-Lumineszenzdioden VQ 120, deren Strahlungsfluß über die Strombegrenzungswiderstände R* an die für die neun Fototransistoren SP 211 erforderliche Bestrahlungsstärke angepaßt wird (Bild 3).

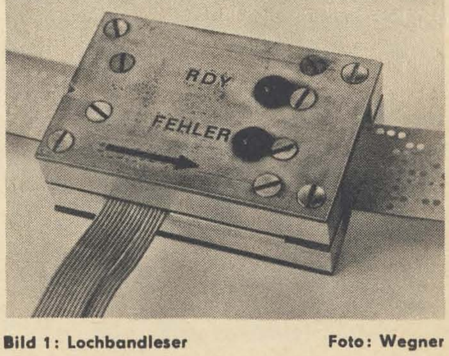


Bild 1: Lochbandleser **Foto: Wegner**

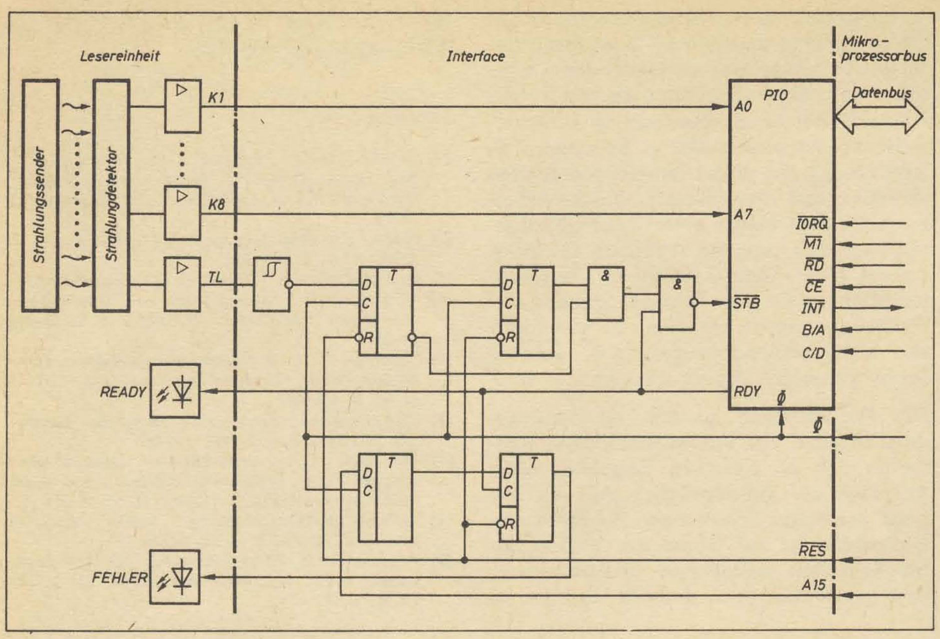


Bild 2: Prinzipschaltbild des Lochbandlesers

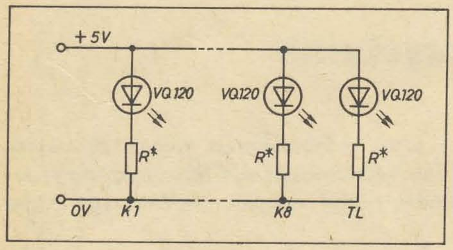


Bild 3: Strahlungssender (R* = Abgleichwiderstand; K1 bis K8 ≙ Kanäle 1 bis 8; TL = Transportloch)

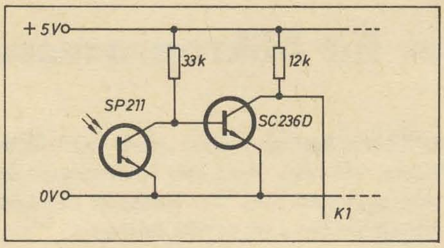


Bild 4: Strahlungsempfänger

Für den Strahlungssender können im Prinzip beliebige infrarot emittierende Bauelemente (also auch Glühlampen) verwendet werden. Versuche zeigten jedoch, daß eine diffuse Beleuchtung infolge der schräg einfallenden Lichtanteile die Erkennungssicherheit deutlich verminderte. Toleranzen der Papaierdicke und Inhomogenitäten sowie Farbunterschiede im Papier bedingen dann erhebliche Unterschiede in der Festlegung einer optimalen Erkennungsschwelle des IR-Empfängers. Aus diesem Grunde sollten bevorzugt Strahlungssender mit geringem Öffnungswinkel verwendet werden. Experimente mit dem Typ АЛ 103 Б (UdSSR) als Sender und dem Typ SP 211 (WF) als Empfänger verliefen ebenfalls erfolgreich.

Die Strahlungsempfänger sind gemäß Bild 4 aufgebaut. Die an den Kanälen anliegenden Informationen werden auf den für die PIO erforderlichen Signalpegel verstärkt.

Die Anzeige der Zustände READY (Bereitschaft zur Lochbandeingabe) und FEHLER (zuletzt eingelesener Block war fehlerhaft) erfolgt mit Hilfe der Schaltung nach Bild 5.

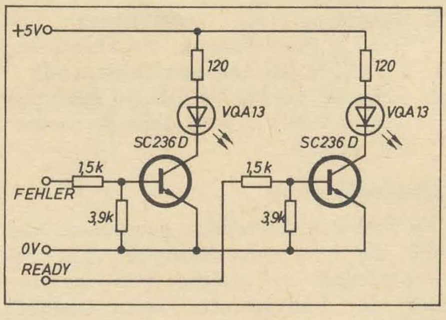


Bild 5: Anzeigeschaltung

Interface

Das Interface besteht aus einem Kanal einer PIO und einer Randelektronik zur Erzeugung des $\overline{STB}$-Signals und zur Zwischenspeicherung des Zustandes FEHLER. Die Logikpegel der acht Informationskanäle werden direkt an die PIO weitergeleitet.

Die Gültiginformation STB wird gemäß Bild 6 vom Transportlochsignal abgeleitet, das über einen Schmitt-Trigger mit ausreichender Hysterese zur Unterdrückung der Auswirkungen von eventuell vorhandenen Randausfransungen des Transportloches wirksam wird. Schaltungsanordnungen, die die Signale mehrerer Transportlochungen zur fehlerfreien Erzeugung des Taktsignales verwenden [2], erwiesen sich als nicht unbedingt erforderlich. Strahlungssender und -empfänger müssen jedoch geometrisch so justiert sein, daß das Transportlochsignal erst wirksam wird, wenn die eigentlich interessierenden Informationslochungen mit Sicherheit den Strahlengang für die Informations-Fototransistoren freigeben. Von seiten des Mikroprozessors muß gewährleistet werden, daß noch während der Dauer des aktuellen Transportlochsignals die Informationssignale übernommen werden (z. B. über eine Interruptroutine). Nach der Übernahme der Informationen durch den Mikroprozessor wird gemäß dem Handshake-Prinzip von der PIO die Bereitschaft zur Eingabe einer weiteren Information gemeldet (Signal RDY). Das Interface sendet jedoch erst ein neues $\overline{STB}$-Signal, wenn das Transportloch, das zu der bereits eingelesenen Information gehört, verschwunden ist und ein neues Transportlochsignal als Indikator für die nächste Information anliegt und über das RDY-Signal freigegeben wird.

Bild 7 zeigt die Schaltung zur Zwischenspeicherung des Zustandes FEHLER. Für die Fehlermeldung gibt es zahlreiche Möglichkeiten. Man kann z. B. ein Bit des zweiten PIO-Kanäls verwenden oder irgendwie anders den Fehlerindikator über einen Adressendekoder erreichen. In der im Bild 7 gezeigten Realisierungsvariante zur Zwischenspeicherung des FEHLER-Zustandes wird der Umstand ausgenutzt, daß bei dem Befehlstyp IN r, (C) des U 880 der Inhalt des Registers C zur Adressendekodierung auf den niederwertigen Teil des Adreßbusses geschaltet wird, während der Inhalt des Registers B auf den höherwertigen Teil des Adreßbusses geschaltet wird. Wird nun in einem beliebigen Bit des Registers B (hier b7, das dann als A 15 wirksam wird) der Fehlerzustand eingetragen, so wird bei der Informationsübernahme mit

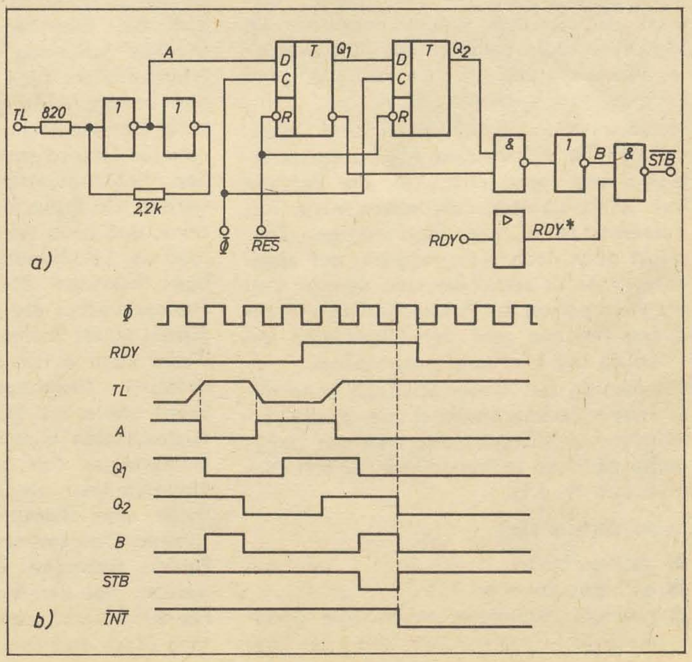


Bild 6: Erzeugung des Gültigsignales $\overline{STB}$.
a) Schaltung;
b) Impulsdiagramm ▶

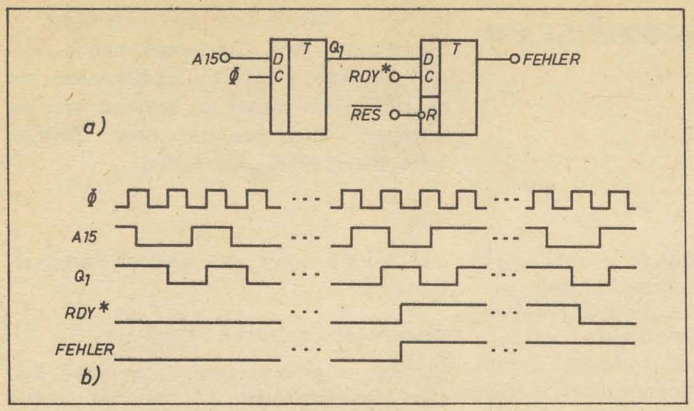


Bild 7: Zwischenspeicher für das Signal FEHLER. a) Schaltung; b) Impulsdiagramm

IN r, (C) die Information von der PIO gelesen und das Signal RDY aktiviert. Mit der Anstiegsflanke des Signals RDY wird der mit dem Systemtakt in FF_1 eingespeicherte Fehlerzustand zur Anzeige gebracht, ohne daß eine zusätzliche Adressendekodierung für dieses Signal erforderlich ist. FF_1 ist zur Zwischenspeicherung des Signals A15 erforderlich, weil erst mit der auf die Anstiegsflanke des RD-Signales folgenden Rückflanke des Systemtaktes das Signal RDY der PIO aktiviert wird. Zu diesem Zeitpunkt liegen jedoch schon andere Adressensignale am Adreßbus an.

Software

Bild 8 zeigt in Form eines problemorientierten Programmablaufplanes eine Möglichkeit der Softwareunterstützung der beschriebenen Hardware. Dabei werden die Möglichkeiten eines MPS auf der Basis des U 880 (z. B. K 1520) mit einer PIO genutzt. Das Prinzip läßt sich jedoch sinngemäß auf andere Systeme übertragen.

In diesem Softwarebeispiel wird von folgendem Lochbandaufbau ausgegangen, wobei die Informationen halbbyteweise mit einem Prüfbit für gerade Parität in der Achtkanalinformation enthalten sind:

- Informationen blockweise gespeichert in der Folge
  - Kennzeichen für Blockanfang BA (Kodierung 0AAH)
  - Speicheradresse niederwertiger Teil, höherwertiges Halbbyte
  - Speicheradresse niederwertiger Teil, niederwertiges Halbbyte
  - Speicheradresse höherwertiger Teil, höherwertiges Halbbyte
  - Speicheradresse höherwertiger Teil, niederwertiges Halbbyte
  - Datenbytes, aufgespalten in höherwertiges Halbbyte und niederwertiges Halbbyte
  - Kennzeichen für Prüfsumme PS (Kodierung 99H)
  - Prüfsumme höherwertiges Halbbyte
  - Prüfsumme niederwertiges Halbbyte
- Das Lochstreifenende wird durch das Kennzeichen mit der Kodierung 0FFH markiert
- Die Kennzeichen BA, PS und LSE belegen das MSB der Achtkanalinformation. Dadurch können die Kennzeichen mit Hilfe einfacher Negativsprünge erkannt werden.

Der Ausdruck E(x) steht in dem Programmablaufplan für „Warten auf Interrupt, bei Interrupt Einlesen des aktuellen Bitmusters".

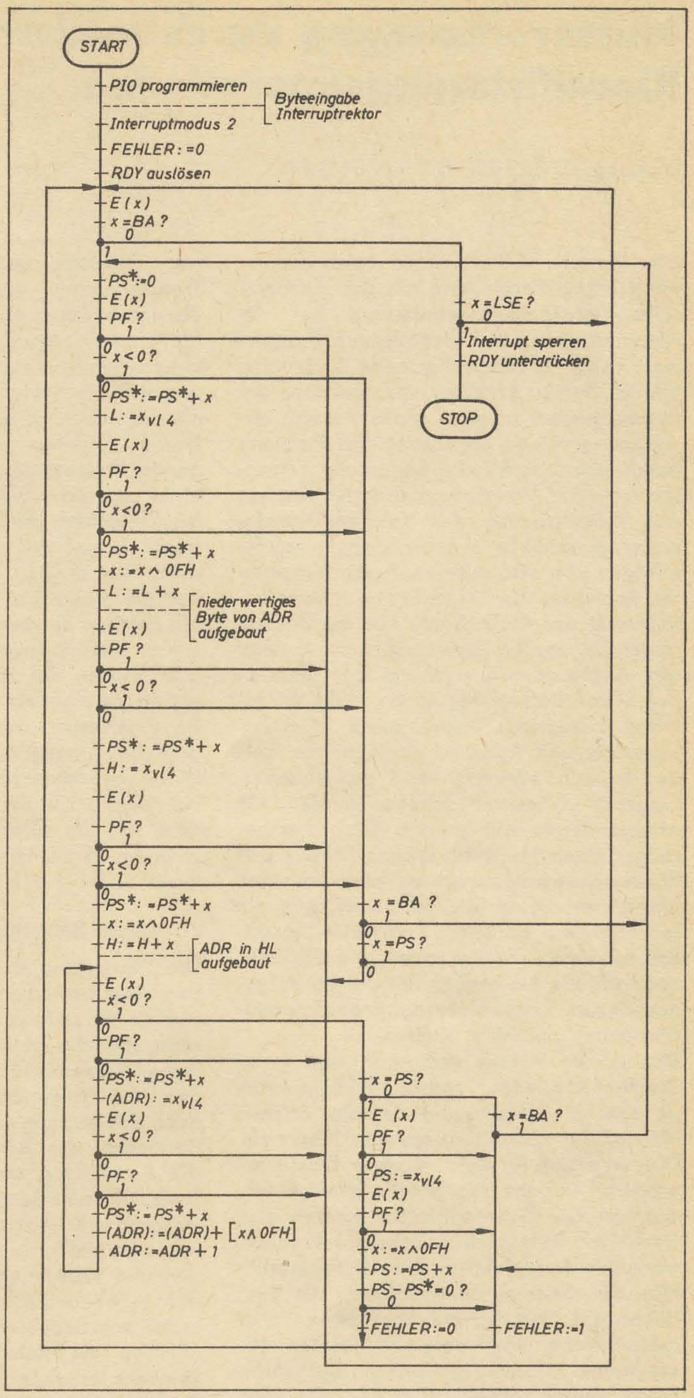


Bild 8: Problemorientierter Programmablaufplan zur Lochbandeingabe (x = aktuelles Bitmuster; BA = Kennzeichen für Blockanfang; PS = Kennzeichen für Prüfsumme bzw. Prüfsumme selbst; LSE = Kennzeichen für Lochstreifenende; PS* = Register zum Prüfsummenaufbau; PF = Paritätsfehler ▶

Natürlich bieten die drei redundanten Kanäle potentiell die Möglichkeit, einen fehlerkorrigierenden Kode zu verwenden. Weil sich im praktischen Betrieb herausstellte, daß die Ausnutzung dieser Möglichkeit nicht unbedingt erforderlich ist, wurde bei der Softwarerealisierung des geringeren Speicherplatzbedarfes wegen nur eine einfache Paritätskontrolle vorgesehen. Bei Verwendung des Befehlstyps IN r, (C) werden die Flags für Parität und Vorzeichen entsprechend dem eingelesenen Bitmuster gesetzt. Somit können Kennzeichenabfrage und Paritätskontrolle sofort mit Hilfe bedingter Sprünge bewerkstelligt werden.

Das Programm gestattet, bei einer Fehlererkennung den Lochstreifen ohne Programmunterbrechung beliebig weit zurückzuziehen, um den fehlerhaft eingelesenen Block erneut einzulesen. Das erneute Abspeichern der Informationen wird mit dem Kennzeichen Blockanfang BA synchronisiert. Nur wenn der letzte Block fehlerhaft war, ist nach dem Zurückziehen ein erneuter Programmansprung erforderlich.

Schlußbemerkungen

Die Einlesegeschwindigkeit des vorgestellten Lochbandlesers wird sowohl von der Hardware als auch von der Software begrenzt. Hardwaremäßig begrenzt der Fototransistor mit seinen Parametern $t_r = t_f = 25\,\mu s$ die Einlesegeschwindigkeit auf max. 20 000 Zeichen/s. Die Software begrenzt die Einlesegeschwindigkeit durch ihre längste Reaktionszeit, die bei etwa 100 Takten liegt. Das bedeutet bei einer Taktfrequenz von 2,5 MHz eine Reaktionszeit von etwa 40 μs und eine Einlesegeschwindigkeit von max. 25 000 Zeichen/s. Mit dem realisierten Lochbandleser kann somit ein Lochstreifen praktisch beliebig schnell bzw. auch beliebig langsam eingelesen werden. Der obere Grenzwert von

Fortsetzung auf Seite 664

Mustererkennung durch zeichenspezifische Klassifizierungsoperationen

Dipl.-Ing. DIETER SCHNEIDER

In diesem Beitrag wird eine neue Methode der Muster- bzw. Zeichenerkennung vorgestellt. Sie ermöglicht, Schriftzeichen mit hoher Varianz sicher zu trennen und zu erkennen. Das aufgenommene Zeichen selbst bleibt völlig unverändert.

Die Muster-, Objekt- bzw. Zeichenerkennung hat in Verbindung mit der elektronischen Informationsverarbeitung bei der Automatisierung der vielfältigsten Prozesse eine kaum zu überschätzende Bedeutung erlangt. In der Literatur, insbesondere der Patentliteratur, ist eine große Anzahl verschiedener Wege zur Lösung des Problems beschrieben. Praktische Bedeutung erlangten vor allem Verfahren, bei denen Analyse und Klassifizierung des Zeichens voneinander getrennt und zeitlich nacheinander erfolgen, die also mit den Funktionseinheiten Analysator und Klassifikator arbeiten.

Während der Klassifikator aus der Theorie abgeleitet werden kann, beruht der Entwurf des Analysators weitgehend auf Intuition bzw. heuristischen Methoden, da Kompromisse zwischen Fehler- sowie Rückweisungsrate und Aufwand eingegangen werden müssen. Weiterhin muß die Verarbeitungszeit in Grenzen gehalten werden. Mit wachsender Anzahl der vom Analysator bereitgestellten Merkmale sinken Fehler- und Rückweisungsrate, wachsen aber Aufwand und Verarbeitungszeit progressiv. Um ein technisch realisierbares Analysator-Klassifikator-System zu erhalten, muß also zwangsläufig ein großer Teil der im aufgenommenen Zeichen enthaltenen Information unberücksichtigt bleiben.

Das ist im Prinzip vertretbar, weil jedes Zeichen Redundanz enthält. Problematisch ist aber die Gewinnung der ein Zeichen hinreichend charakterisierenden Merkmale. Das ist schon für Zeichen einer Klasse bei größerer Varianz mit Schwierigkeiten verbunden. Die Schwierigkeiten werden zum (technisch vermutlich unlösbaren) Problem, wenn mit dem gleichen Extraktionsalgorithmus, der meist an der Geometrie der Bildfläche orientiert ist, alle spezifischen charakteristischen Merkmale von Zeichen verschiedener Klassen gewonnen und verarbeitet werden sollen.

Praktisch wird dann auch ein anderer Weg beschritten, der nicht mehr die möglichst vollständige Transformation aller charakteristischen Merkmale jedes Zeichens in einen eindeutig zugeordneten Merkmalvektor zum Ziel hat, sondern eine vom einzelnen Zeichen weitgehend unabhängige Transformation, deren Brauchbarkeit nur danach bewertet wird, ob die entstehenden Merkmalvektoren für eine Klasse des Zeichenvorrats hinreichend kompakt liegen und für verschiedene Klassen einen hinreichenden Abstand besitzen.

Daraus ergeben sich insbesondere folgende Konsequenzen: Zur Gewährleistung einer ausreichenden Trennung und sicheren Erkennung muß die zulässige Varianz stark eingeengt werden, beispielsweise durch Vorschriften für das Schreiben der Zeichen. Weiterhin dürfen dem Automaten nur Zeichen der beim Entwurf zugrunde gelegten Menge angeboten werden, denn es gibt Zeichen, die ohne zur Menge zu gehören als Zeichen der Menge erkannt werden. Bei Erweiterung der Menge muß u. U. der gesamte Algorithmus verändert werden.

Diese gravierenden Einschränkungen zu beheben ist Ziel dieses Beitrages. Insbesondere soll die zulässige Varianz der beim visuellen Erkennen zulässigen nahekommen.

Prinzipielle Betrachtungen

Die Gestaltung der Schriftzeichen ist an den visuellen Erkennungsmechanismus angepaßt. Es steht außer Zweifel, daß dieser nicht über die Ermittlung einer Reihe absoluter Meßwerte führt (beispielsweise Längen und Krümmungsradien in Millimeter oder Schwärzung geometrisch festgelegter Positionen der Bildfläche), sondern über die Auswertung qualitativer Eigenschaften (beispielsweise starke oder schwache Neigung oder Krümmung einer Linie bzw. Reihenfolge und/oder relative Lage von Geraden und Krümmungen). Absolutwerte können gegebenenfalls bei abzählbaren Merkmalen von Bedeutung sein.

Solange die Relationen innerhalb eines Zeichens erhalten bleiben, bleibt bei Deformierung auch die Bedeutung erhalten. Die vielen unterschiedlichen Schreibweisen verschiedener Personen, deren Schriftzeichen doch einheitlich erkannt werden, zeigen, daß nur der prinzipielle Linienverlauf, die Folge von Geraden und gekrümmten Linien, Träger der Information ist. Ergibt sich bei Zeichen gleicher Form eine unterschiedliche Bedeutung aus der Lage und/oder relativen Größe im Schriftverband, so muß auch bei der automatischen Erkennung der Kontext mit ausgewertet werden. Ein automatisches Erkennungssystem sollte nach den obenstehenden Betrachtungen für die Erfassung der prinzipiellen Linienverläufe ausgelegt werden. In diese Richtung zielende Versuche einer Linienverfolgung mit anschließender Bildung von Symbolketten erwiesen sich aber als wenig aussichtsreich, da sie bei jeder Fehlstelle im Zeichen zum Abbruch führen. Weitere Schwierigkeiten dürften sich durch unsaubere Konturen, Falschpunkte, Schnörkel, schwankende Strichstärken usw. ergeben. Ähnliches gilt für die Gewinnung und Verarbeitung von Vektorkrümmungssignalen.

Grundlagen des neuen Verfahrens

Da die aufgenommenen (gelesenen) Zeichen (im folgenden LZ genannt) unterschiedliche Formen in jeder Hinsicht besitzen können, wird zweckmäßig auf eine Be- oder Verarbeitung dieser Zeichen von vornherein verzichtet. Demzufolge dienen LZ ausschließlich als Vergleichsobjekte, und zwar in ihrer natürlichen Form. Damit wird jeglicher Informationsverlust vermieden und eine hohe Anschaulichkeit beim Entwurf gesichert. Außerdem entfallen alle mit dem Entwurf herkömmlicher Analysatoren verbundenen Probleme.

Die Klassifizierung erfolgt durch direkten Vergleich der LZ mit den im Automaten gespeicherten Normzeichen (NZ). Da weiterhin auf alle Korrelations-, Wahrscheinlichkeits- und ähnliche Rechnungen verzichtet werden soll, kommt für den Vergleich nur die binäre Entscheidung „Übereinstimmung vorhanden" oder „nicht vorhanden" in Frage. Hierbei bedeutet Übereinstimmung die Deckungsgleichheit einer Majorität einander entsprechender Bildpunkte von LZ und NZ, die mit geringem Aufwand feststellbar ist.

Es ist nun erforderlich, die NZ, von denen zunächst keines mit dem LZ übereinstimmt, so zu verschieben und/oder zu deformieren, daß bei einem NZ die Übereinstimmung zustandekommt und damit die Klassifizierung erfolgt. In den prinzipiellen Betrachtungen war festgestellt worden, daß bei Einhaltung entsprechender Regeln derartige Deformierungen durchgeführt werden können, ohne die Bedeutung eines Zeichens zu verändern. Demzufolge wird jedes NZ in einer Ausgangsform festgelegt, von der ausgehend mit möglichst einfachen Verschiebungs- und Deformierungsoperationen alle Varianten von Zeichen der jeweiligen Klasse abgedeckt werden können. Begrenzungen sorgen dafür, daß kein NZ einer Klasse in das einer anderen Klasse überführt werden kann.

Die Vielfalt der möglichen Zeichen und ihrer Varianten erfordert, daß die Regeln für Verschiebung und Deformierung sowie die Begrenzungen spezifisch für jedes NZ festgelegt werden. Dadurch kommt die außerordentliche Flexibilität des Verfahrens zustande. Wie noch näher gezeigt wird, ist die Realisierung der geforderten Operationen mit einer verhältnismäßig geringen Anzahl von logischen Funktionselementen möglich.

Bei einfachen Zeichen, beispielsweise Ziffern, wird jedes LZ von einem NZ abgedeckt. Bei komplexeren Zeichen können jedoch mehrere NZ in festgelegter Reihenfolge und ggf. Position zur Abdeckung eines LZ verwendet werden.

Gegenüber allen bisherigen Verfahren zeichnet sich das hier vorgeschlagene durch eine besondere Eigenschaft aus: Die

---

Fortsetzung von Seite 663

etwa 20 000 Zeichen/s ist natürlich nur ein theoretisch möglicher Wert; er ist bei Handbetrieb nicht einmal annähernd erreichbar.

Der hier beschriebene Lochbandleser arbeitet seit etwa einem Jahr fehlerfrei.

Literatur

[1] Böhme, L.: Periphere Geräte der digitalen Datenverarbeitung. REIHE AUTOMATISIERUNGSTECHNIK, Bd. 70, 3. Aufl. Berlin: VEB Verlag Technik 1973

[2] DE-AS 20 37 148. Anordnung zur fehlerfreien Erzeugung von Taktsignalen bei der Abtastung der Taktspur eines Lochstreifens

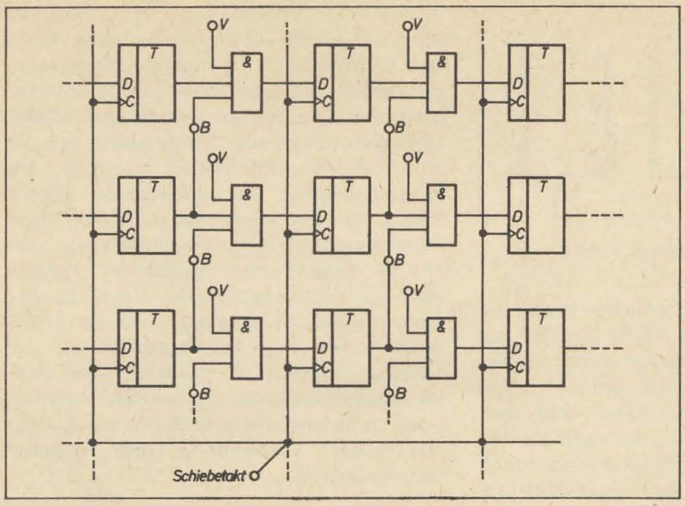


Bild 1: Blockschaltbild eines Gerätes zur Mustererkennung (LZ-Speicher = Speicher für das gelesene Zeichen, NZ-Speicher = Normenzeichenspeicher)

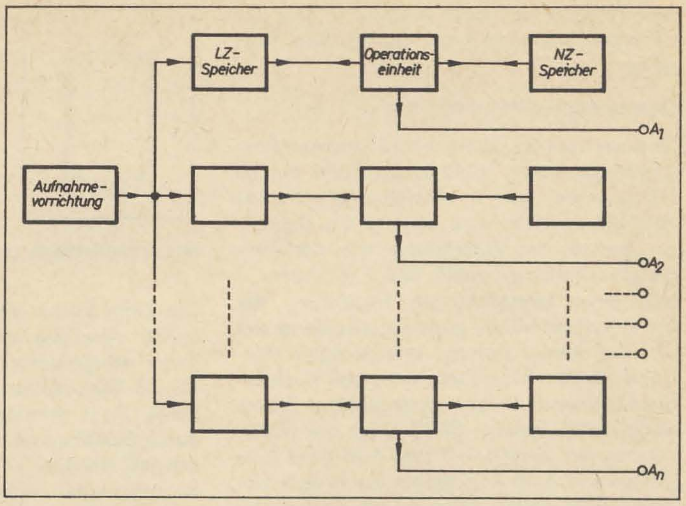


Bild 2: Ausschnit aus einem Normzeichenspeicher (B = Begrenzungseingänge, V = Vergleichseingänge

Linien eines LZ stellen vom Entstehungsmechanismus her ein Kontinuum von Punkten dar. Die NZ des vorgeschlagenen Verfahrens bilden ein ebensolches Kontinuum, wobei Verschieberegeln und Begrenzungen so gestaltet sind, daß die Kontinuität nicht verletzt wird. Sofern das LZ Störungen aufweist, werden diese durch das Normzeichen überbrückt bzw. unterdrückt. Da die NZ in allen Teilen des Linienverlaufs gleichwertig sind, d. h. im allgemeinen keine ausgezeichneten Stellen besitzen, ist auch der Ort der Störung im LZ ohne Bedeutung. Durch die Kontinuitätsbedingung ergibt sich hiernach eine Filterwirkung. Sofern die Störungen die visuelle Erkennbarkeit beeinträchtigen, kann selbstverständlich auch der Erkennungsautomat keine eindeutige Entscheidung treffen.

Im Gegensatz zur Mustererkennung mit Hilfe von Computern hat das vorgeschlagene Verfahren assoziativen Charakter. Die Tatsache der unmittelbaren Verarbeitung in einfachen, regelmäßig angeordneten logischen Grundgliedern ohne nennenswerte Abspeicherung von Zwischenergebnissen läßt den Wunsch aufkommen, nach Gemeinsamkeiten mit biologischen Erkennungssystemen zu suchen.

Aufbau und Wirkungsweise des Gerätes zur Mustererkennung

Bild 1 zeigt das Prinzipschaltbild einer Ausführungsform des Gerätes. Von der Aufnahmevorrichtung gelangt das LZ parallel in die den einzelnen Normzeichenspeichern zugeordneten Speicher für das gelesene Zeichen. Operationseinheiten organisieren die Wechselwirkung zwischen den LZ-Speichern und den NZ-Speichern, insbesondere die Verschiebungs- und Deformierungsoperationen sowie den Vergleich. Sie liefern ein Signal bei erzielter Übereinstimmung und ordnen damit das jeweils eingespeicherte LZ einer Klasse zu.

Die NZ-Speicher müssen für die Verschiebung der einzelnen Bildpunkte geeignet sein und können die erforderlichen Begrenzungen für die Deformierung enthalten. Bild 2 zeigt schematisch eine mögliche Ausführung. Die eingespeicherten Bildpunkte werden bei jedem Takt nach rechts verschoben, sofern die UND-Bedingungen erfüllt sind. Die Vergleichseingänge V werden von den zugehörigen Operationseinheiten geschaltet und stoppen die Verschiebung, sobald Übereinstimmung mit einem Punkt des LZ erreicht wurde. Die Begrenzungseingänge B sind mit den Ausgängen benachbarter Speicherzellen verbunden und begrenzen damit die gegenseitige Verschiebung von Bildpunkten des NZ auf den durch die Schaltung festgelegten Wert. Im Bild 2 kann beispielsweise ein Punkt einer höheren Zeile maximal um einen Schritt gegenüber einem Punkt der darunterliegenden Zeile vorrücken. Feinere Abstufungen ergeben sich bei Verwendung entfernterer Zeilen.

Daß die Begrenzungen auch durch Zählung der Schiebetakte nach einer Übereinstimmung realisiert werden können, sei zunächst nur am Rande vermerkt, ebenso die Tatsache, daß das Verfahren in außerordentlich vielen schaltungstechnischen Varianten einschließlich freiprogrammierbarer Anordnungen durchgeführt werden kann.

Aus den Darlegungen über den Verschiebungsmechanismus geht hervor, daß die Deformierungen in Richtung Übereinstimmung von LZ und NZ völlig selbsttätig ohne zusätzlichen apparativen Aufwand vor sich gehen. Ohne die Begrenzungen könnte jedes LZ mit jedem NZ zu Deckung kommen.

Aus Platzgründen sollen über die Operationseinheiten keine näheren Angaben erfolgen, der Aufbau läßt sich aus den Darlegungen leicht ableiten. Außerdem hängt der Umfang stark von der Gesamtkonzeption ab, wobei die einzelnen Funktionen auch zentralen Einheiten und den Speicherpaaren zugeordnet werden können. Über die Mindestausstattung hinaus können noch folgende Funktionen enthalten sein: Abtastung des LZ auf spezifische Merkmale, Positionierung des LZ, Grobklassifizierung u. ä.

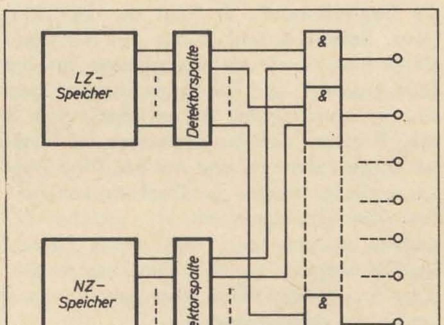


Bild 3: Einfache Vergleichsschaltung. Der Vergleich von LZ und NZ erfolgt spaltenweise. Bei Rückführung der Vergleichsergebnisse auf den NZ-Zeilentakt werden gleichzeitig Verschiebungen und Deformierungen realisiert. Begrenzungen erfolgen durch Zählung (je Zeile 1 bit)

Einen Vorschlag für eine einfache Vergleichsschaltung zeigt Bild 3. Hierbei sind die Zeilen der LZ- und NZ-Speicher zweckmäßig als Speicherringe ausgebildet, in denen die Bildpunkte umlaufen können. Eine Spalte in den Speicherringen ist jeweils als Detektorspalte ausgebildet, d. h., hier kann die Information über die Besetzung der einzelnen Zeilen abgegriffen werden. Die Zeilen der NZ-Speicher werden in Abhängigkeit vom Besetzungszustand der Detektorspalte des LZ getrennt getaktet, so daß sich durch die Rückführung der Vergleichsergebnisse auf den Zeilentakt die gewünschte Verschiebung bzw. Deformierung ergibt. Die Begrenzungen werden hier zweckmäßig durch Zählung realisiert. Es ist bemerkenswert, daß die erforderlichen „Zähler" nur jeweils ein Bit umfassen und weiterhin, daß die im Bild 3 dargestellten Baugruppen für alle Zeichen identisch aufgebaut sein können.

Der Übergang von den fest verdrahteten Begrenzungen (Bild 2) auf Begrenzungen durch Zählung ergibt mit der Programmierbarkeit die Möglichkeit, lernfähige Strukturen aufzubauen. Die Operationen der Lernphase werden aus den vorgesehenen Erkennungsoperationen abgeleitet. Beide müssen den zur Auswahl stehenden Zeichen angepaßt sein, um einen optimalen Aufwand einzuhalten. Beim Lernen werden als Ergebnis Reihenfolge und Begrenzungen für die Verschiebungs- bzw. Deformierungsoperationen gespeichert, d. h. eine vergleichsweise geringe Datenmenge. Grundlage sind die in der Zeichenmenge vorkommenden Formelemente der einzelnen Zeichen.

Mit der Vorgabe der Operationen und Formelemente wird gleichzeitig die Leistungsfähigkeit der Erkennungseinrichtung festgelegt, da sich daraus eine Begrenzung der zur Verfügung stehenden Informationsmenge ergibt. Das ermöglicht beim vorgeschlagenen Verfahren eine in weiten Gren-

zen wählbare optimale Anpassung des apparativen Aufwandes an die gestellte Aufgabe.

Gestaltung der Normzeichen

Normzeichen im Sinne nachfolgender Ausführungen ist im einfachsten Falle ein im NZ-Speicher gemäß Bild 2 gespeichertes Zeichen. Es kann aber ebenso als Begrenzungsvektor in Verbindung mit der Vergleichsschaltung gemäß Bild 3 vorliegen.
Von einer zweckmäßigen Gestaltung der Normzeichen hängt ganz entscheidend der für die Klassifizierung erforderliche Aufwand ab. Die Vorgehensweise soll nachstehend anhand einiger ausgewählter Ziffern angedeutet werden. Bild 4 zeigt die Normzeichen der Ziffern 0; 1 und 8 in ihrer Ausgangsform, d. h. unmittelbar nach dem Einlesen eines neuen Zeichens vor Beginn der Klassifizierungsoperationen. Die mit geschlossener Linie umrandeten Rechtecke kennzeichnen die Fläche, auf die die gelesenen Zeichen im LZ-Speicher beschränkt sind. In den NZ-Speichern wird bedarfsweise eine geringfügig größere Fläche genutzt, um vorzeitige Übereinstimmung oder gar Überschneidung zu vermeiden (im Bild 4 gestrichelt, vergrößert dargestellt).
Wegen der besseren Anschaulichkeit wird im folgenden das Verfahren mit den Begrenzungen gemäß Bild 2 zugrunde gelegt. Speziell dafür gelten die Normzeichen nach Bild 4.
Ziffer Null: Die beiden Hälften des Normzeichens werden nach rechts bzw. links ohne Deformierung bis zur ersten Übereinstimmung mit dem gelesenen Zeichen verschoben. Die übereinstimmenden Punkte nehmen an weiteren Verschiebungen nicht mehr teil und lassen dadurch die Begrenzungen für die Verschiebung der Nachbarpunkte wirksam werden.
Bei Fortsetzung der Verschiebung kommen durch Deformierung die restlichen Punkte nach und nach zur Deckung und werden dann jeweils gestoppt. Als Begrenzung enthält das NZ die Bedingung, daß kein Punkt seinen beiden Nachbarn voreilen darf. Ein Punkt kann also nur vorrücken, wenn mindestens einer der beiden unmittelbaren Nachbarpunkte gleichzeitig mit vorrückt und auf der Seite des mitgehenden Nachbarpunktes noch keine Übereinstimmung vorliegt. Dadurch wird bei Verlassen der Linearität eine konvexe Krümmung erzwungen, so daß nur bei einer gelesenen Null beide Teile des NZ in einer hinreichenden Anzahl von Punkten zur Deckung kommen.

Als Kriterium für die Übereinstimmung kann im einfachsten Falle die Anzahl der übereinstimmenden NZ-Punkte verwendet werden, gegebenenfalls mit verminderter Wichtung oder gar Auslassung der störungsgefährdeten Bereiche (oberes Viertel bei Ziffer Null). Es ist ebenso möglich, im LZ die übereinstimmenden Punkte zu löschen (volle Linienbreite bzw. Strichstärke) und die nicht abgedeckten Punkte auszuwerten, ggf. auch mit positionsabhängiger Wichtung. Die Kombination beider Kriterien wird die Sicherheit noch erhöhen.
Im konkreten Einzelfall wird beim Entwurf des Gerätes der Aufwand den Erfordernissen angepaßt, d. h. werden Operationen und Kriterien auf das für eine sichere Klassifizierung des vorliegenden Zeichenvorrats erforderliche Minimum reduziert.

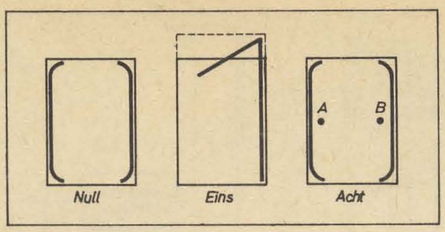


Bild 4: Normzeichen der Ziffern 0; 1 und 8

Die Ziffer Sechs wird in gleicher Weise erkannt, wenn die rechte Hälfte des NZ um einen festgelegten Mindestbetrag kleiner als die linke Hälfte gewählt wird.
Ziffer Eins: Analog zur Ziffer Null wird durch Schieben nach links der vertikale Teil des NZ mit dem LZ zur Deckung gebracht. Begrenzungen wirken auf Linearität und Neigung. Sobald die Begrenzungen eine weitere Verschiebung verhindern, wird der noch nicht übereinstimmende Rest des NZ nach unten verschoben. Der vertikale Teil des Restes schrumpft dabei, weil eine Verschiebung über den bereits übereinstimmenden (festgelegten) Punkt des NZ hinaus nicht möglich ist. Auch hier wirken die Begrenzungen auf Linearität und besonders die Neigung, wegen der Abgrenzung gegenüber der Ziffer Sieben. Kriterien analog zur Ziffer Null.
Ziffer Acht: Vor den Verschiebungsoperationen wird zweckmäßig die Lage der mittleren Kreuzung festgestellt, indem bei Vergleich mit einer vertikalen Geraden oder in der Vergleichsschaltung nach Bild 3 die zwischen dem oberen und dem unteren Viertel der Zeichenhöhe zuletzt besetzte Zeile ermittelt wird. Dieser Position entsprechen die Punkte A und B des NZ. Man kann nun das NZ um den Betrag der maximalen Höhendifferenz des Punktes A (bzw. B) größer auslegen und beide Zeichen gegeneinander positionieren. Wegen der festgelegten Begrenzungen geschieht das zweckmäßig in einem einspaltigen Schieberegister unmittelbar vor dem Vergleich, sofern nicht das LZ positioniert wird, was einen entsprechenden LZ-Speicher erfordert.
Das im Bild 4 gezeigte Normzeichen nutzt eine andere Möglichkeit. Hier ist das NZ zunächst identisch mit dem der Ziffer Null. Nach Ermittlung der Position (s. o.) werden die Punkte A und B zusätzlich im NZ gesetzt, und zwar mit einer leeren Stelle als Distanz zum NZ. Diese Distanz verhindert einen Einfluß der zusätzlichen Punkte auf die Begrenzungen. Es folgt die Verschiebung. Sobald A und B mit dem LZ übereinstimmen, wird der Schiebetakt für die Zeile gesperrt, und die Begrenzungen werden wirksam. Damit ist gesichert, daß A bzw. B immer den benachbarten NZ-Punkten vorgelagert sind und nur bei Ziffer Acht die restlichen Punkte zur Deckung kommen.
Die Ziffer Drei kann mit dem gleichen NZ erkannt werden, wenn der rechte NZ-Teil separat ausgewertet wird. Die Zusatzbedingung lautet dann: Drei liegt nur vor, wenn Acht nicht vorliegt (Inhibition).
Man erkennt die immer wiederkehrenden Abläufe: Verschiebung mit Begrenzungen und unmittelbare binäre Übereinstimmungsauswertung sowohl nach jedem Schiebetakt als auch nach Abschluß der Verschiebungsoperationen. Diese Abläufe sind im Prinzip unabhängig von der Art der apparativen Realisierung. Unter Verwendung der Vergleichsschaltung nach Bild 3 und in Zählerform vorliegender Begrenzungen ergibt sich ein hoher Wiederholungsgrad der eingesetzten Schaltungen. Damit sind ausgezeichnete Voraussetzungen für eine Schaltungsintegration gegeben. Die Programmierung der universellen Schaltkreise auf ein bestimmtes Zeichen bzw. Formelement kann entsprechend den beim PROM angewandten Verfahren erfolgen. Allen Zeichen gemeinsame Behandlungen (sofern erforderlich) erfolgen vor der Erkennungseinrichtung, zeichenspezifische Zusatzoperationen (z. B. Ermittlung und Positionierung markanter Punkte bzw. Verschiebung in unterschiedliche Richtungen) unter mehrfacher Verwendung des gleichen Schaltkreistyps.

Zusammenfassung

Im vorliegenden Beitrag wurde in gedrängter Form eine neue Methode der Mustererkennung mit Realisierungsmöglichkeiten vorgestellt. Die zeichenspezifischen Klassifizierungsoperationen am unveränderten gelesenen Zeichen bringen eine Reihe von Vorteilen und eröffnen neue Möglichkeiten. So wird es möglich, in technisch realisierbaren Anordnungen Schriftzeichen mit hoher Varianz sicher zu trennen und zu erkennen. Das aufgenommene Zeichen steht bis zum Abschluß der Klassifizierung ohne jeglichen Informationsverlust zur Verfügung und ist selbst Prüfstein für die Richtigkeit der Erkennung.
Fehlstellen im Zeichen sind dadurch (in relativ weiten Grenzen) ohne Einfluß. Die durch keinerlei Transformationen eingeschränkte Anschaulichkeit erleichtert den Entwurf. Eine im Ganzen oder in Gruppen parallele Arbeitsweise ergibt hohe Verarbeitungsgeschwindigkeiten, zudem an Stelle zeitaufwendiger Rechenoperationen einfache Verschiebungen und Vergleiche treten. Vorteile hinsichtlich Servicefreundlichkeit, Wiederholungsgrad von Standardschaltungen, Erweiterungsmöglichkeiten, Anpassung des Aufwandes an die Anforderungen usw. seien hier nur noch einmal aufgezählt.
Im Rahmen der vorliegenden Veröffentlichung konnte nur der Versuch unternommen werden, die Grundzüge des neuen Verfahrens zu erläutern und wenige Realisierungsvarianten vorzuschlagen. Die Ausschöpfung aller sich bietenden Möglichkeiten einschließlich selektiver Extraktion von Formelementen muß Interessenten an der Lösung spezieller Probleme vorbehalten bleiben.

Suche **Chassis vom ZK 246** oder defektes Tonbandgerät gleichen Typs sowie den Schaltplan vom ZK 246.

Jochen Singer
4212 Schkopau
Fr.-Engels-Str. 7

SU 165 in Sperrwandler-Schaltnetzteilen

Dipl.-Ing. HORST PROCHNOW

Mitteilung aus dem VEB Applikationszentrum Elektronik Berlin

In diesem Beitrag wird eine Sperrwandlerleistungsschaltstufe vorgestellt, die als Prüfschaltung für den Transistor SU 165 in Sperrwandler-Schaltnetzteilen für Ausgangsleistungen bis 200 W eingesetzt werden kann. Die günstigsten Betriebsbedingungen für diesen Transistortyp werden abgeleitet.

Die Verfügbarkeit von Hochspannungs-Schalttransistoren mit maximalen zulässigen Kollektor-Emitterspannungen $U_{CEM} \leq 900$ V erlaubt den Aufbau von direkt aus der gleichgerichteten Netzspannung betriebenen Schaltnetzteilen mit einem Ausgangsleistungsbereich von etwa 15...150 W. Besonders im höheren Leistungsbereich $P_A \geq 100$ W treten spezifische Dimensionierungsprobleme für die Sperrwandler-Leistungsschaltstufe in den Vordergrund. Sie werden durch die beiden Hauptziele beim Schaltungsentwurf einer Sperrwandler-Leistungsschaltstufe bestimmt:

- Während aller möglichen Betriebszustände (Bild 1) muß gewährleistet sein, daß der in der Leistungsschaltstufe eingesetzte Hochspannungs-Schalttransistor sich immer innerhalb des vom Hersteller vorgeschriebenen sicheren Arbeitsbereiches (SOAR) befindet [1] [2].
- Die während des Schaltbetriebes auftretende Gesamtverlustleistung P_V im Hochspannungs-Schalttransistor ist bei vorgegebener Ausgangsleistung des Sperrwandler-Schaltnetzteiles so zu minimieren, daß während aller möglichen Betriebszustände mit Sicherheit keine Überschreitung der vom Hersteller zugelassenen Gesamtverlustleistung P_{tot} eintreten kann.

Vor dem Gesamtaufbau eines Sperrwandler-Schaltnetzteiles nach Bild 1 ist es daher notwendig, daß als erster Entwicklungsschritt die Leistungsschaltstufe einschließlich der vorgeschalteten Treiberstufe und des nachgeschalteten Ausgangsleistungsübertragers und des Ausgangsgleichrichters schaltungstechnisch aufgebaut werden muß. Bei den vorgegebenen möglichen Betriebszuständen (Änderungsbereich der Netzspannung und Änderungsbereich des Laststromes I_a bei vorgegebener Ausgangsspannung U_a) ist dann nach den genannten Hauptzielen zu optimieren.

Im folgenden wird daher eine Prüfschaltung für den Komplex Treiberstufe, Leistungsschaltstufe, Ausgangsleistungsübertrager, Ausgangsgleichrichter beschrieben, mit der der Hochspannungsschalttransistor in allen vorgegebenen Grenzbetriebszuständen bis zu einer sekundären Ausgangslast von $P_A \leq 200$ W überprüft werden kann.

Prüfschaltung für Leistungsschaltstufen (Bild 2)

Die Ansteuerung der Prüfschaltung erfolgt mit dem Impulsgenerator G, dessen Impulsfrequenz und Tastverhältnis einstellbar sind. Durch die Impulseingangsstufe T_1 wird die Treiberstufe T_2 angesteuert. Für T_2 kann ein Transistor mit $U_{CBO} \geq 120$ V, $I_{CM} = 0{,}1$ A und $P_{tot} \geq 1$ W eingesetzt werden (z. B. SF 357). Das Netzwerk C_2, R_6 begrenzt die maximale Kollektorspannung beim Sperren von T_2. Die Ausgangsleistung (d. h. die Ansteuerleistung der Sperrwandler-Schaltstufe T_3) der Treiberstufe kann durch Veränderung von R_5 beeinflußt werden. Über den Übertrager Tr_1 erfolgt eine optimale Leistungsanpassung an den Basissteuerkreis der Schaltstufe mit T_3 (Tr_1: EE 30/MF 183, Primärwicklung: 400 Wdg/0,15 CuL, Sekundärwicklung: 22 Wdg/0,7 CuL).

Über das Ansteuernetzwerk mit R_7, C_4, L_1 erfolgt das Ein- bzw. Abschalten der Leistungsschaltstufe T_3. Um eine minimale Abfallzeit T_f (Bild 3) des Kollektorstromes zu erreichen, muß beim Abschalten des Transistors T_3 die Zeitbedingung eingehalten werden, daß die Ausräumzeit der Basis-Emitterdiode gleich oder größer als die Ausräumzeit der Kollektor-Basisdiode von T_3 sein soll.

Beim Einsatz des SU 165 für T_3 wird diese Zeitbedingung erfüllt, wenn die Ansteuerschaltung von T_3 für eine Ausräumzeit der Basis-Emitterdiode von etwa 5 µs ausgelegt wird. Entsprechend Bild 2 ($i_B(t)$-Diagramm) kann dieser Mindestwert von T_S als typischer Speicherwert $T_{S(typ)}$ des jeweiligen Transistortyps bezeichnet werden. Diese „optimale Programmierung" von T_S wird dann erreicht, wenn nach Bild 3 das Verhältnis des maximalen negativen (Ausräum-) Basisstromes I_{BY} zum Abschaltwert des Basisstromes I_{BY} nicht größer als 2 wird:

$$\left|\frac{I_{BY}}{I_{BX1}}\right| \leq 2 \qquad (1)$$

Unter Berücksichtigung der Tatsache, daß der Kondensator C_4 bei Schaltvorgängen einen Kurzschluß darstellt, erhält man nach Gl. (1) für die Induktivität L_1 die Dimensionierungsgleichung

$$L_1 = \frac{(|u_{St}| + U_{BEX})T_{S(typ)}}{3 I_{BX1}} \qquad (2)$$

wobei $|u_{St}|$ den Betrag der negativen Amplitude der Ansteuerspannung u_{St} (Bild 2) des Basissteuerkreises von T_3 darstellt.

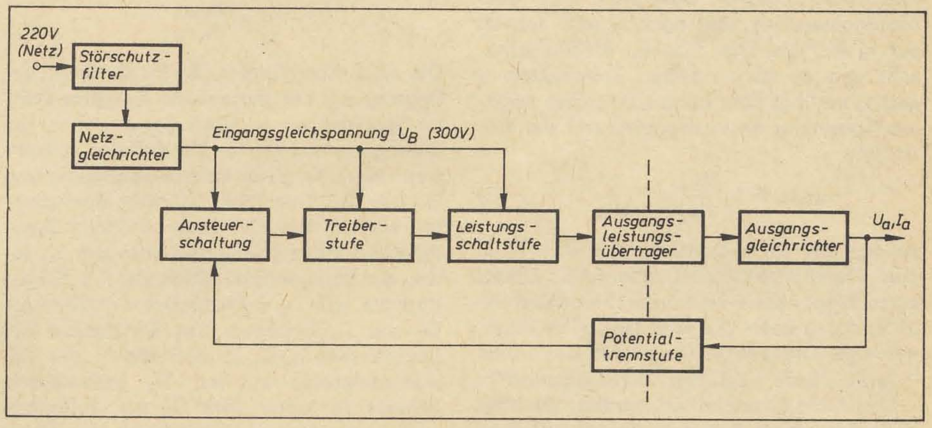


Bild 1: Prinzipschaltbild eines Sperrwandler-Schaltnetzteiles

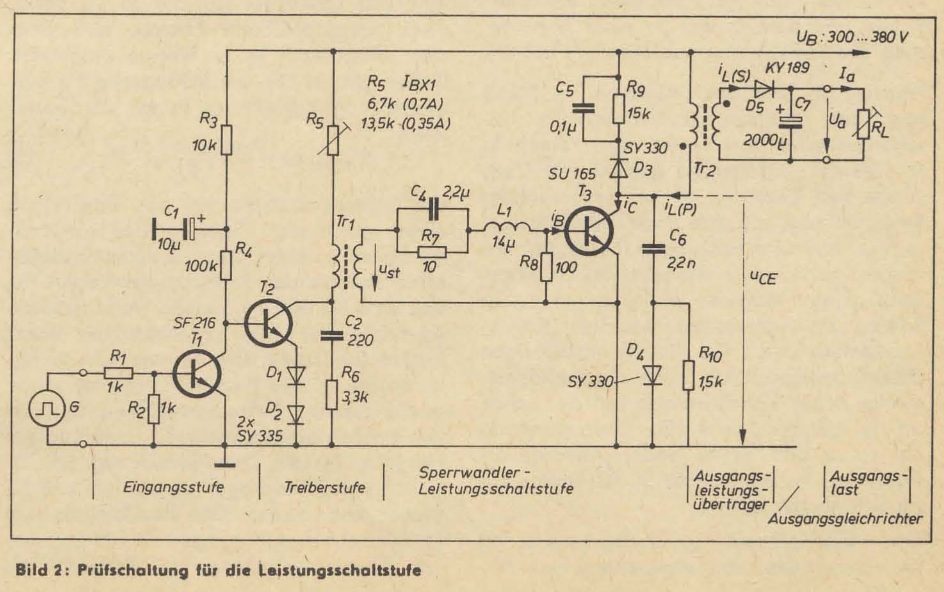
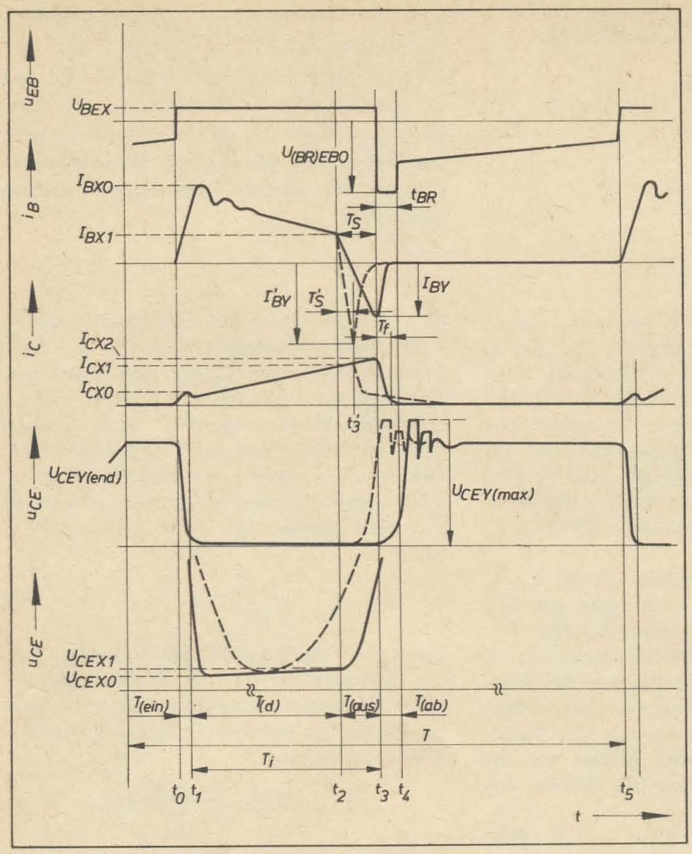
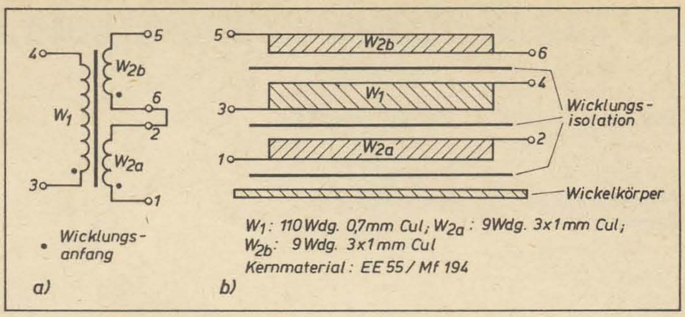


Bild 2: Prüfschaltung für die Leistungsschaltstufe



3

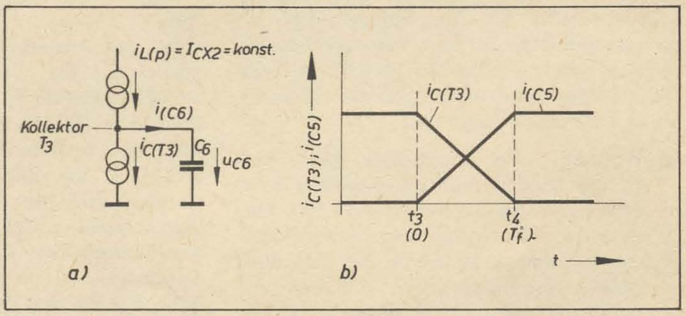


4

Bild 3: Zeitliche Verläufe von Betriebsstrom und Betriebsspannungen der Prüfschaltung nach Bild 2

Bild 4: Sperrwandler-Leistungsübertrager Tr_2. a) Transformatorschaltbild; b) Wicklungsaufbau

Bild 5: a) Ersatzschaltbild der Sperrwandlerschaltstufe während $t_3 \leq t \leq t_4$; b) Verlauf von $i_{C(T3)}$ und i_{C5} während $t_3 \leq t \leq t_4$ bzw. $0 \leq t \leq T_f$



5

Zum Zeitpunkt t_3 ist die Basis-Emitterdiode von Ladungsträgern ausgeräumt, und der maximale negative Basisstrom mit dem Maximalwert I_{BY} fällt nach t_3 sehr schnell auf $i_B = 0$ ab. Die schnelle Richtungsumkehr von i_B zwischen den Zeitpunkten t_3 und t_4 bedingt eine hohe zusätzliche negative Spannung an L_1 entsprechend der Beziehung

$$u_{L1}(t) = L_1 \left.\frac{di_B}{dt}\right|_{t_4 > t \geq t_3} \qquad (3)$$

so daß die Basis-Emitterstrecke von T_3 in den Durchbruchbetrieb übergeht. Dieser kurzzeitige Basis-Emitterdurchbruchbetrieb ist erlaubt, wenn die vom Hersteller angegebenen Grenzwerte (negativer Basisstrom $-I_{B(AV)}$ und negativer Basisspitzenstrom $-I_{BM}$) nicht überschritten werden; sie trägt außerdem durch Ladungsträgerpaarbildung zu einem schnelleren Abbau der in T_3 gespeicherten Ladungsträger durch Rekombination und damit auch zu einer Minimierung der Kollektorstromabfallzeit T_f bei [2].

Das i_B-, i_C- und u_{CE}-Diagramm im Bild 3 zeigt als gestrichelten Verlauf das Abschaltverhalten von T_3 mit einer durch L_1 zu kleinen eingestellten Speicherzeit (T_S'), wobei zum Zeitpunkt t_3' bei ausgeräumter Basis-Emitterdiode sich noch Ladungsträger in der Kollektor-Basisdiode befinden, die wegen der niedrig dotierten N^--Kollektorzone relativ langsam abfließen, d. h., es kommt zum sogenannten typischen „Kollektorstromschwanz". Bei diesem unzulässigen Betriebszustand fließt noch ein verhältnismäßig hoher Kollektorstrom bei der schon an T_3 anliegenden hohen Sperrspannung U_{CEY}, so daß es zu hohen Abschaltverlusten bei Verletzung der SOAR-Bedingung für T_3 kommen kann.

Das RCD-Netzwerk R_{10}, C_6, D_4 bremst den Kollektor-Emitterspannungsanstieg beim Abschalten von T_3 und sichert damit zum Zeitpunkt t_4 die SOAR-Bedingung

$$U_{CE}(t_4) \leq U_{CEO} \quad t = t_4 \qquad (4)$$

Die RCD-Kombination R_9, C_5, D_3 dient der Begrenzung der maximalen Kollektor-Emitter-Sperrspannung $U_{CEY(max)}$, wobei die Bedingung einzuhalten ist, daß der Spitzenwert der Kollektor-Emitter-Sperrspannung U_{CERM} des Transistors T_3 nicht überschritten werden darf. Die unvermeidliche Streuinduktivität des Leistungsübertragers Tr_2 sowie die Serieninduktivitäten der im Sekundärkreis von Tr_2 befindlichen Bauelemente D_5 und C_7 verzögern das Einschalten des Ladestromes $i_{L(S)}$, so daß die in der Primärinduktivität L_P von Tr_2 gespeicherte Energie so lange über D_3 zur Aufladung von C_5 durch $i_{L(P)}$ beiträgt, bis der Strom $i_{L(S)}$ seinen Endwert erreicht hat und damit $i_{L(P)} = 0$ geworden ist. Die in C_5 periodisch eingespeicherte Energie wird über den Widerstand R_9 in Wärme umgesetzt. Daher gilt für die am Widerstand R_9 auftretende Verlustleistung $P_{V(R9)}$ die Beziehung

$$P_{V(R9)} = \frac{(U_{CEY(max)} - U_B)^2}{R_9} \qquad (5)$$

Ein weiteres Problem bei der Entwicklung einer optimierten Sperrwandler-Leistungsschaltstufe stellt der streuinduktivitätsarme Aufbau des Leistungsübertragers Tr_2 dar. Das im Bild 4 gezeigte Transformatorschaltbild mit dem schematischen Wicklungsaufbau zeigt eine ökonomisch vertretbare Lösung. Die Primärwicklung w_1 wurde in die geteilte Sekundärwicklung w_{2a} und w_{2b} einfach eingeschachtelt. Ausführlichere Hinweise für die Dimensionierung derartiger Leistungsübertrager können [4] und [5] entnommen werden. Die Primärinduktivität L_P des Leistungsübertragers ist bei gegebener Eingangsspannung U_B, Tastverhältnis V_T und Periodendauer T der Schaltfrequenz f von der maximal einzuspeichernden Eingangsleistung P_{in} nach der Beziehung (6) abhängig [4]:

$$L_P = \frac{U_B^2 V_T^2 T}{2 P_{in}} \qquad (6)$$

V_T festgelegtes Tastverhältnis bei $U_B = 300$ V

Aus Gl. (6) erhält man dann den erforderlichen A_L-Wert für den eingesetzten EE-Kern:

$$A_L = \frac{10^9 L_p}{n_1^2} \qquad (7)$$

Da für den verfügbaren EE-55-Kern $A_L = 4\,000$ (ohne Luftspalt) ist, ist nach den Gln. (6) und (7) eine Verminderung des A_L-Wertes durch Herstellung eines Luftspaltes notwendig. Der erforderliche A_L-Wert (≈ 230 bei $P_{in} = 220$ W) wurde durch Einfügen von zwei Hartpapierunterlegescheiben von je 1,8 mm Dicke in den Außenschenkeln des EE-55-Kerns erreicht. Beim Einsatz des Leistungsübertragers für Prüfschaltungen mit kleinerer einzuspeichernder Leistung P_{in} ist dann lediglich L_P entsprechend Gl (6) durch Auswechseln der Scheiben zu korrigieren. Infolge der im Schaltbetrieb auftretenden steilen Stromanstiegs- und Abfallflanken (Stromanstiegsgeschwindigkeit $S_i \approx 10$ A/μs) sollte man bei Verwendung von Runddrähten wegen des wirksamen Skineffekts nicht über einen Wickeldrahtdurchmesser von 1 mm gehen. Unter diesem Gesichtspunkt wurde für die Primärwicklung ein Drahtdurchmesser von 0,7 mm bzw. für die Sekundärwicklung drei Drähte parallel von 1 mm Durchmesser verwendet.

Dimensionierung des RCD-Netzwerkes R_{10}, C_6, D_4

Während der Abschaltphase im Zeitintervall zwischen t_3 und t_4 wird der Widerstand

R_{10} durch die im Durchlaßbetrieb befindliche schnelle Gleichrichterdiode D_4 kurzgeschlossen. In diesem Betriebszustand des Transistors T_3 gilt dann das Ersatzschaltbild nach Bild 5a. Zum Kollektor fließt der Strom $i_{L(P)}$ des Leistungsübertragers Tr_2, der während des betrachteten Zeitintervalls als konstant mit der Größe I_{CX2} angesehen werden kann. Der Kollektorstromkreis von T_3 kann als eine veränderliche Stromquelle mit dem zeitlichen Verlauf von $i_{C(T3)}$

$$i_{C(T3)}(t) = I_{CX2}\left(1 - \frac{t}{T_f}\right) \quad (8)$$

angenähert werden, mit $t_4 - t_3 = T_f$. Entsprechend erhält man für den Strom $i_{C6}(t)$

$$i_{C6}(t) = I_{CX2}\frac{t}{T_f} \quad (9)$$

Mit Gl. (9) erhält man für den zeitlichen Verlauf von $u_{C6}(t)$

$$u_{C6}(t) = \frac{1}{C_6}\int_0^{T_f} I_{X2}\frac{t}{T_f}\,dt = \frac{I_{CX2}}{C_6 T_f}\frac{t^2}{2}\Big|_{0<t<T_f} \quad (10)$$

Zum Zeitpunkt $T_f(t_4)$ erhält man dann am Kondensator C_6 die Spannung

$$u_{C6} = \frac{I_{CX2}T_f}{2C_6}\Big|_{t=t_4} \quad (11)$$

und mit der SOAR-Bedingung nach Gl. (4) ergibt sich dann für C_6 die Dimensionierung

$$C_6 \geqq \frac{I_{CX2}T_f}{2U_{CEO}} \quad (12)$$

Während der Einschaltphase im Zeitintervall t_0, t_1 ist die Diode D_4 gesperrt, und der mit C_6 in Reihe liegende Widerstand R_{10} begrenzt den maximalen Einschaltstrom von T_3 (bzw. Entladestrom von C_6) entsprechend Bild 3 auf den maximalen Einschaltwert I_{CXO}. Die maximale Größe von R_3 wird durch die Bedingung eingeschränkt, daß während der nachfolgenden Durchlaßphase des Transistors bis zum Abschaltzeitpunkt der Kondensator C_6 vollständig entladen sein muß; hierfür kann man in der Praxis die Bedingung

$$R_{10}C_6 \leqq \frac{T_i}{5}$$

berücksichtigen und erhält damit

$$R_{10} \leqq \frac{T_i}{5C_6} \quad (13).$$

Bestimmung der Abschaltverluste

Während des Abschaltintervalls T_f ist die am Kondensator C_6 liegende Spannung u_{C6} entsprechend dem Ersatzschaltbild nach Bild 5a identisch mit der am Transistor T_3 liegenden Spannung $u_{CE(T3)}$. Da durch die Gln. (8) und (10) die angenäherte Zeitfunktion von $i_{C(T3)}$ und $u_{CE(T3)}$ gegeben ist, läßt sich aus den beiden Funktionen die am Transistor T_3 über eine Schaltperiode T auftretende Abschaltverlustleistung $P_{ab(T3)}$ von T_3 bestimmen:

$$P_{ab(T3)} = \frac{1}{T}\int_{t_3}^{t_4} i_{C(T3)}\; u_{CE(T3)}\; dt = \frac{I_{CX}^2}{24C_5T}T_f^2 \quad (14)$$

mit $t_4 - t_3 = T_f$

Gl. (14) zeigt die Wichtigkeit der Bemühungen, die Schaltzeit T_f zu verringern, da die Abschaltverluste nach Gl. (14) mit dem Quadrat des maximalen Kollektorstrom-Ab-

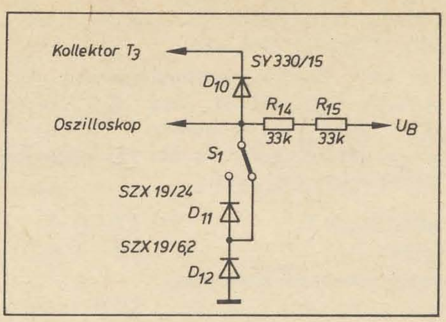


Bild 6: Meßschaltung für $u_{CE(T3)}$ während der Durchlaßphase T_d mit den Meßbereichen 6,2 V und 24 V.

schaltwertes I_{CX2} steigen. Es ist erkenntlich, daß bei Sperrwandler-Schaltstufen mit höheren Ausgangsleistungen ($P_A > 100$ W) die Abschaltverluste gegenüber den übrigen Verlusten eine dominierende Bedeutung erlangen.

Durchlaß- und Ausräumverluste

Wird der maximale Kollektorstrom $I_{CX2} > 1$ A, so ist eine Kontrolle der Durchlaßverluste, die während des Zeitraums T_d (s. Bild 3) auftreten, notwendig. Die Durchlaßverluste ergeben sich aus dem Produkt der Kollektor-Sättigungsspannung (die entsprechend Bild 3 zwischen der Spannung U_{CEXO} und U_{CEX1} liegt) und dem Kollektordurchlaßstrom i_C (der zwischen I_{CXO} und I_{CX1} liegt). Es besteht hier die Aufgabe, bei durch die Ausgangsleistung vorgegebenem Kollektordurchlaßstrom die Kollektorsättigungsspannung innerhalb vorgegebener niedriger Grenzen zu halten. Bild 6 zeigt eine einfache Meßschaltung zur oszillografischen Kontrolle von $U_{CE(T3)}$ während der Durchlaßphase. Die Durchlaßspannung der Diode D_{10} ($\approx 0{,}6$ V) addiert sich hierbei als zusätzlicher Gleichspannungsanteil zu $u_{CE(T3)}$ und muß daher bei der Auswertung des Oszillogramms wieder subtrahiert werden.

In der Praxis hat sich die oszillografische Kontrolle der Spannung U_{CEX1} zum Zeitpunkt t_2 als genügend aussagefähige Indikatorgröße für die auftretenden Durchlaßverluste erwiesen. Zum Zeitpunkt t_2 (Steuerspannung u_{St} springt vom Amplitudenwert $+u_{St}$ auf den Wert $-u_{St}$) fließt der Abschaltwert I_{BX1} des Basisstromes bei dem Kollektorwert I_{CX1}. Da die Größen I_{BX1} und I_{CX1} vom Transistor unabhängig sind und nur durch die äußere Schaltung bestimmt werden, wird das Verhältnis I_{CX1}/I_{BX1} in der Literatur auch oft als „eingeprägte" bzw. „aufgezwungene" Verstärkung von T_3 bezeichnet. Wählt man für die eingeprägte Verstärkung die Bezeichnung h_{21EX1}, dann erhält man

$$h_{21EX1} = \frac{I_{CX1}}{I_{BX1}}\Big|_{t=t_2} \quad (15).$$

Da die Sättigungsspannung U_{CEX1} von der Höhe der Übersteuerung von Transistor T_3 abhängig ist, muß offenbar zur Sicherung einer niedrigen Sättigungsspannung U_{CEX1} die Großsignalverstärkung h_{21E} von T_3 größer als h_{21EX1} sein:

$$h_{21E} > h_{21EX1}\Big|_{\substack{i_C = I_{CX1} \\ i_B = I_{BX1} \\ u_{CE} = U_{CEX1}}} \quad (16)$$

Da I_{CX1} durch die geforderte Ausgangsleistung und h_{21E} durch das eingesetzte Transistorexemplar bestimmt werden, erhält man für die durch die Dimensionierung der Treiberstufe wählbare Kenngröße I_{BX1} die Bedingung

$$I_{BX1} \geqq \frac{I_{CX1}}{h_{21E}}\Big|_{t=t_2} \quad (17).$$

Die Erfüllung von Bedingung (17) kann man indirekt durch Kontrolle von U_{CEX1} überprüfen. Messungen der Spannung U_{CEX1} bei $I_{CX1} = 2{,}5$ A ($P_a = 200$ W) an 20 unterschiedlichen Transistorexemplaren SU 165 ergaben für eine maximal zugelassene Gesamtverlustleistung $P_{ges(T3)} \leqq 5$ W einen maximal zulässigen Wert von $U_{CEX1} = 5{,}5$ V. Eine Verringerung von U_{CEX1} kann bei gegebenem Transistor entsprechend den Gln. (15) und (16) durch Erhöhung von I_{BX1} (d. h. Verringerung von h_{21EX1}) erreicht werden. Der gestrichelte u_{CE}-Verlauf im Bild 3 (unten) entspricht einem zu hohen h_{21EX}-Wert der SW-Schaltstufe und führt deshalb zu unzulässig hohen Durchlaß- und Ausräumverlusten, die allgemein wie folgt definiert werden können:

$$P_{d(T3)} = \frac{1}{T}\int_{t_1}^{t_2} i_{C(T3)}u_{CE(T3)}\,dt \quad (18)$$

mit $t_2 - t_1 = T_d$

$$P_{aus(T3)} = \frac{1}{T}\int_{t_2}^{t_3} i_{C(T3)}u_{CE(T3)}\,dt \quad (19)$$

mit $t_3 - t_2 = T_{aus}$.

Faßt man die Verluste während der definitiven Stromflußzeit T_i vom Transistor T_3 als Verluste P_{Ti} zusammen, so erhält man mit Gl. (18) und Gl. (19)

$$P_{Ti\,(T3)} = P_{d\,(T3)} + P_{aus\,(T3)} \quad (20).$$

Die Minimierung der Verluste P_{Ti} ist also nur durch Verringerung von h_{21EX1} entsprechend den allgemeinen Betriebsbedingungen nach Gl. (16) möglich. Da nach Bild 3 die Ausräumzeit T_{aus} mit der Speicherzeit T_S identisch ist, erkennt man, daß eine geringe typische Speicherzeit $T_{S(typ)}$ auch zu entsprechend niedrigen Ausräumverlusten nach Gl. (19) führt.

Zusammenfassung

Die in dieser Arbeit dargestellten Einsatzprobleme von Hochspannungstransistoren bezogen sich im wesentlichen entsprechend Bild 1 nur auf den Funktionsblock „Leistungs-Schaltstufe" eines Sperrwandler-Schaltnetzteiles. Die Dimensionierung und der Aufbau einer zuverlässigen und mit möglichst hohem Wirkungsgrad arbeitenden Leistungs-Schaltstufe (Bild 2) hängt hauptsächlich von folgenden Voraussetzungen ab:

- Vorhandensein folgender Spezialbauelemente
  - Hochspannungstransistor mit SOAR-Diagramm (T_3)
  - schnelle Gleichrichter für die SOAR-Schutznetzwerke (D_3 und D_4)
  - impulsfester Hochspannungskondensator (C_6)
- minimierte Abfallzeit $T_f \leqq 500$ ns durch Einstellung der erforderlichen typischen Speicherzeit $T_{S(typ)}$ mit Hilfe des Ansteuernetzwerkes R_7, C_4, L_1 im Zusammenhang mit der einstellbaren Ausgangsleistung der Treiberstufe
- Minimierung der Verluste P_{Ti} während der gesamten Einschaltzeit von T_3 durch

Realisierung einer genügend niedrigen eingeprägten Verstärkung h_{21EX1} entsprechend Bedingung (16).

Man erkennt, daß solche spezifischen Betriebsparameter eines Hochspannungs-Schalttransistors wie die Speicherzeit T_S, die Abfallzeit T_f oder die Sättigungsspannung U_{CEX1} (zum Zeitpunkt t_2 im Bild 3) nicht nur vom jeweiligen Transistortyp, sondern auch von der Schaltungsdimensionierung und vom gegebenen Betriebszustand (Eingangsspannung U_b, Ausgangslast P_a) abhängt. Die Schaltungsdimensionierung der Sperrwandler-Leistungsschaltstufe ist daher nach den angegebenen Kriterien so auszulegen, daß bei keinem möglichen Betriebszustand die vom Hersteller vorgegebene SOAR-Bedingung bzw. die maximal zulässige Gesamtverlustleistung des Transistors T_3 überschritten wird.

Für die Grenzbetriebsbedingungen $U_B = 360\,V$, $I_{BX1} = 0{,}7\,A$ und $P_a = 200\,W$ ($U_a = 50\,V$, $I_a = 4\,A$) wurden an 20 Exemplaren des Transistortyps SU 165 folgende Betriebswerte gemessen:

Speicherzeit T_S	3,7···5 μs
Fallzeit T_f	0,3···0,4 μs
Abschaltwert des Kollektorstroms I_{CX1}	2,5 A
maximaler Abschaltwert des Kollektorstroms I_{CX2}	2,9 A
Kollektorsättigungsspannung U_{CEX1}	0,7···3,5 V
Gesamtverlustleistung des Schalttransistors	2,8···4 W
maximale Kollektor-Emitter-Sperrspannung $U_{CEY\,max}$	800 V

Literatur

[1] Kunert, M.; Schröder, R.: Sicherer Arbeitsbereich (SOAR) für Leistungstransistoren. radio fernsehen elektronik 27 (1978) H. 2, S. 75–79

[2] Ranfft, R.: Schaltnetzteile mit schnellen Transistoren hoher Sperrspannung. Valvo-Berichte 18 (1973) H. 1/2, S. 143–154

[3] Hetterscheid, W.: Schaltverhalten bei Transistoren für hohe Spannungen. Valvo-Berichte 20 (1975) H. 1, S. 1–12

[4] Prechtl, R.: Berechnung und Dimensionierung von Leistungsübertragern für Sperrwandler in Stromversorgungsteilen. Internationale Elektronische Rundschau 27 (1973) H. 4, S. 77–82

[5] Schaltnetzteile mit Transistoren der Reihe BUX 80. Valvo Technische Informationen für die Industrie 761027 (1976) Oktober

Hochleistungsverstärker LV 1200 – neu konzipiert

Ing. DIETER BORGELT und
Dipl.-Phys. ARNO KIEKBUSCH

Auf Grund des regen Interesses für den Transistorhochleistungsverstärker LV 1200 für Standardschwingungsprüfungen im Frequenzbereich von 5...5000 Hz und zahlreicher Nachnutzungen wurde obiger Verstärker nach fertigungs- und bedienungstechnischen Gesichtspunkten konstruktiv neu gestaltet und unter Beachtung der gesammelten Erfahrungen schaltungs- und gerätetechnisch neu konzipiert sowie sein Anwendungsbereich erweitert. Im folgenden wird dieses neue Gerät vorgestellt.

In Auswertung von geräte- und meßtechnischen Erfahrungen bei Schwingungsprüfungen und -untersuchungen mit dem elektrodynamischen Schwingtisch ST 5000 und dem Hochleistungsverstärker LV 1200 [1], der in Anlehnung an [2] realisiert wurde, ergab sich eine neue schaltungs- und gerätetechnische Konzeption und Gestaltung für einen entsprechenden NF-Verstärker in der geforderten Leistungsklasse. Dieser neue Leistungsverstärker LV 1200 entspricht unter Beachtung von fertigungstechnischen Gesichtspunkten ebenfalls dem Einheitlichen Gefäßsystem EGS und zeichnet sich grundlegend dadurch aus, daß er nicht mehr in Brückenschaltung arbeitet, d. h. der Verstärker auch in Anlagen mit Mehrfachschwingtischsystemen wie z. B. Multi-Shaker oder Master-Slave verwendet werden kann, da die Forderungen nach einem erdfreien Last- bzw. Arbeitswiderstand entfallen, was außerdem in der meßtechnischen Praxis und der Schaltungstechnik des Verstärkers erhebliche Vereinfachungen bringt. Auch erweist sich ein unsymmetrischer, d. h. geerdeter Ausgang in den kommerziellen Anwendungsfällen, bei denen in Verbindung mit Tongeneratoren leistungsfähige NF-Verstärker, wie z. B. zur Simulation von Netzfrequenzänderungen oder als stabile Netzfrequenzgeneratoren benötigt werden, von Vorteil.

Weiterhin wurde nur der dreiphasige Netzanschluß, jedoch ohne spezielle Transformatoren, beibehalten, da bei einphasigem Anschluß die Netzversorgungsspannung im allgemeinen unzulässig zusammenbrach, so daß die für eine Vollaussteuerung erforderliche Leistungsaufnahme von etwa 2500 VA nicht immer gesichert war. Außerdem wurden die Schutz- und Sicherheitsschaltungen entsprechend den gewonnenen Erfahrungen neu konzipiert und die Effektivwertanzeige für Ausgangsstrom und -spannung durch Meßbereichswahl und -umschaltung verbessert.

Die Endstufe des Verstärkers wurde großzügiger und zuverlässiger dimensioniert, wodurch eine höhere Betriebszuverlässigkeit erreicht wird. Durch Umgestaltung der Zwangskühlung von Druck- auf Saugbelüftung wird nicht nur die thermische Zuverlässigkeit und maximale Umgebungstemperatur erhöht, sondern es entfallen auch die in [1] erforderlichen und mechanisch komplizierten Luftleiteinrichtungen.

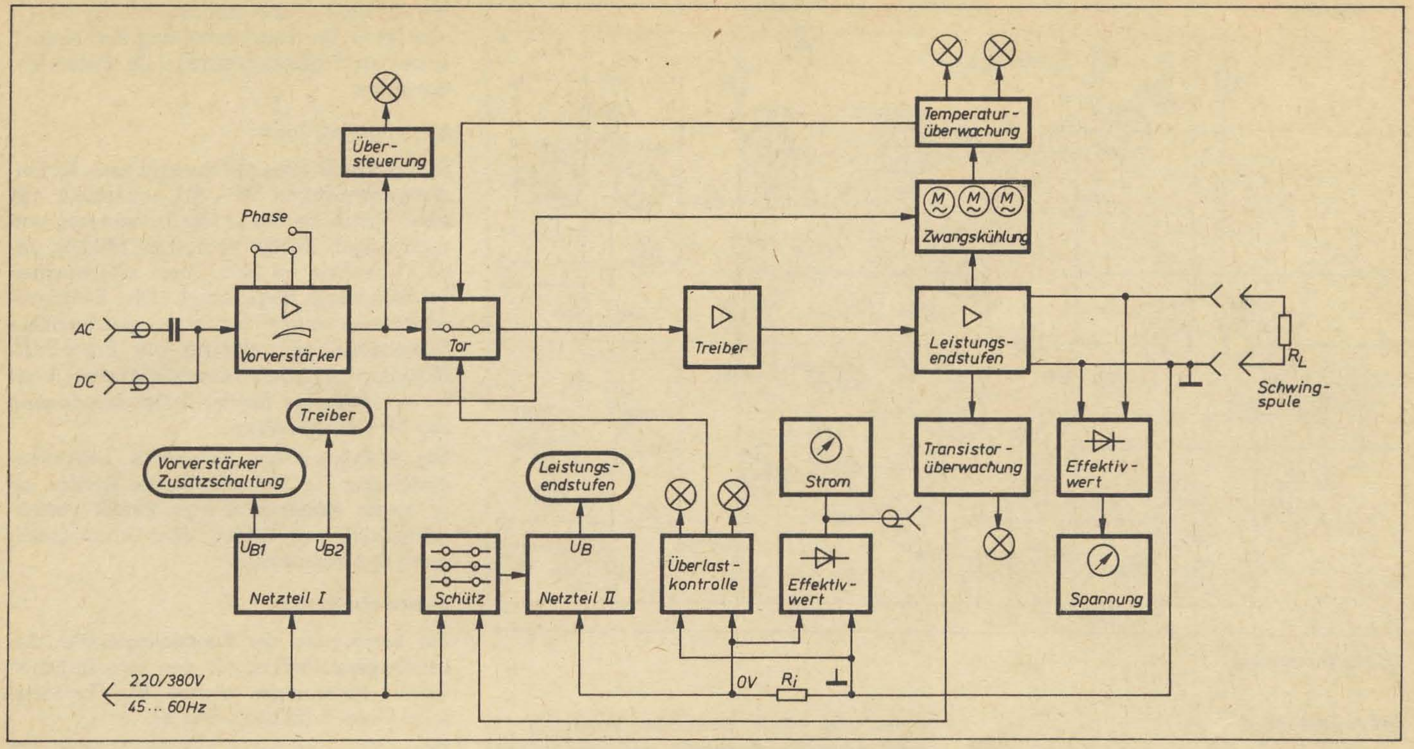
Durch diese Neukonzeption des Hochleistungsverstärkers LV 1200 entfallen weiterhin die bisher aus Platzgründen erforderlichen zahlreichen speziellen Befestigungsteile für einige Baugruppen, da allgemein verstärkt auf Standardteile gemäß EGS zurückgegriffen wird.

Die Modifikation am Schwingtisch ST 5000 besteht wiederum in der Anpassung der Schwingspulenimpedanz an die veränderten Betriebsparameter des Transistorhochleistungsverstärkers. Als Lastwiderstand wird auf eine Schwingspulenimpedanz von etwa 0,5 Ω orientiert. Realisierbar ist diese, indem entsprechend der Originalschwingspule eine freitragende, mit Epoxydharz kraftschlüssig am Schwingspulenträger verklebte vierlagige Spule mit insgesamt 40 Windungen aus 0,8 × 7 mm Kupferflachdraht ($R_0 = 0{,}12\,\Omega$) gefertigt wird, die sich durch die großflächige Verklebung des sehr flachen Wickelmaterials mechanisch als äußerst stabil erweist. Zur Verbesserung des Kupferfüllfaktors im Luftspalt des Schwingungserregers und der thermischen Stabilität der Schwingspule ist es u.U. sogar möglich, den Querschnitt des Wickelmaterials auf 1,0 × 7 mm Kupferflachdraht zu erhöhen; die damit verbundene Verringerung der Impedanz ist unwesentlich.

Merkmale der Neukonzeption

Für die Neukonzeption des Hochleistungsverstärkers und aus den allgemeinen Forderungen der Bedienung sowie des Betreibens ergeben sich folgende geräte- und schaltungstechnische Parameter und Daten:

- Ausgangsdauerleistung 1200 VA
- optimaler Lastwiderstand 0,50 Ω
- Leistungsbandbreite 5 Hz···5 kHz
- Kleinsignalbandbreite 0 Hz···50 kHz
- Eingangsimpedanz (intern reduzierbar: z. B. 10 kΩ, durch Wechsel des Eingangspotentiometers) etwa 100 kΩ
- Nenneingangsspannung ũ = 1,0 V; û = 6,0 V
- Ausgangsimpedanz 25 mΩ
- harmonische Verzerrungen 0,5 %
- Gleichspannungsdrift ≤ 150 mV
- NF-Eingang
  - BNC-Buchsen
  - kapazitiv gekoppelter Wechselspannungseingang
  - galvanisch gekoppelter Gleichspannungseingang
  - wahlweise Phasenumkehr durch Tastendruck
  - Präzisionspotentiometer zur Signalabschwächung
- NF-Ausgang
  - Steckverbindung (austauschbar gegen Schraubverbindung)
  - BNC-Buchse für oszillografische Kontrolle des Ausgangsstromes
- Netzversorgung
  - dreiphasig 45···60 Hz
  - 2500 VA
  - 380 V ± 10 %
- Arbeitstemperaturbereich 5···40 °C



▲
Bild 1: Prinzipschaltbild des LV 1200

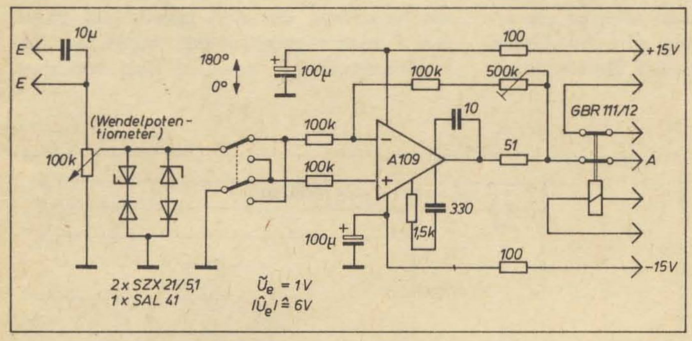


Bild 2: Vorverstärker mit Phasenumkehr

– Quasi-Effektivwertanzeigeinstrumente für Ausgangsstrom und -spannung
– wahlweise Anzeige des Ausgangsgleichstromes
– Übersteuerungsanzeige durch optisches Warnsignal (gelb)
– Temperaturüberwachungsschaltung mit optischem Warnsignal (gelb) nach Überschreiten der ersten Temperaturgrenze sowie optisches Warnsignal (rot) uund verriegeltes Abschalten der Eingangssignalspannung nach Überschreiten der zweiten Temperaturgrenze
– Überlastschutzschaltung mit optischem Warnsignal (gelb) bei Erreichen der Lastgrenze sowie optisches Warnsignal (rot) und verriegeltes Abschalten der Eingangssignalspannung nach zeitlich definiertem Überschreiten der Lastgrenze
– Rücksetzen der verriegelten Abschaltung durch Tastendruck, wenn die Grenzbedingungen für die Verriegelung unterschritten sind
– optisches Warnsignal (rot) bei gleichzeitigem Abschalten des Leistungsteiles bei defekten Endstufentransistoren (Wiederinbetriebnahme des Verstärkers nur nach Beseitigung des Defektes möglich)
– bei selbsttätigem Abschalten des Leistungsverstärkers Bereitstellung eines geschalteten Relaiskontaktes zur Auslösung eines z. B. akustischen Signals und/oder einer Zeitmarke (Count-Down-Uhr)
– statische Zentrierung des Schwingkopfes durch eine externe Gleichspannungseinspeisung an der galvanisch gekoppelten Signaleingangsbuchse
– EGS-Gehäuse mit Gestelleinschüben
– Abmessungen:
480 mm × 600 mm × 300 mm;
Masse: etwa 75 kg
– konsequenter Einsatz von Siliziumhalbleiterbauelementen.

Schaltungstechnische Konzeption

Prinzipschaltbild (Bild 1)

Das Eingangssignal gelangt über den Eingangsregler, vorzugsweise ein Wendelpotentiometer, auf den Vorverstärker. Neben der notwendigen Pegelanhebung und -anpassung gestattet dieser eine Umkehr der Phasenlage des Verstärkers. Dies ist notwendig, da bei einigen Anwendungen definierte Phasenbeziehungen erforderlich sind und die vorhandenen Steuer- bzw. Analysiergeräte zum Teil keine gleichphasigen Ein- und Ausgangssignale besitzen. Die Amplitude des Ausgangssignals vom Vorverstärker dient als Maß für die Aussteuerung und läßt gegebenenfalls die Übersteuerungsanzeige ansprechen.
Das NF-Signal wird über ein als Tor geschaltetes Relais zur Treiberstufe geführt, wo es zur Ansteuerung der Leistungsendstufe aufbereitet wird. Die gesamte Endstufeneinheit wird mit Saugbelüftung zwangsgekühlt, wobei die Temperatur des Luftstromes überwacht wird. Beim Überschreiten definierter Temperaturgrenzen erfolgt eine optische Anzeige bzw. das Abschalten des NF-Signals. Ebenfalls zur Abschaltung des NF-Signals führt eine zeitlich definierte Überlastung der Endstufe, wobei vorher ebenfalls ein optisches Signal gegeben wird. Der Ausfall eines oder mehrerer Leistungstransistoren bewirkt über die Transistorüberwachungsschaltung ein Abschalten des Leistungsnetzteiles und verhindert somit Folgeschäden im Leistungsverstärker. Die Sicherheitsschaltungen sind durch Tastendruck rückstellbar, wenn die Auslösebedingungen aufgehoben sind. Bei der Transistorüberwachungsschaltung kann der Verstärker jedoch erst wieder nach Beheben des Fehlers in Betrieb genommen werden.
Die Effektivwerte der Ausgangsspannung und des Ausgangsstromes werden an getrennten Instrumenten angezeigt. Die Stromkontrolle erfolgt über den Widerstand (Shunt), der die Leistungsnetzteilmasse mit der Gerätemasse verbindet, und kann als normiertes Signal gesondert zur Verfügung gestellt werden.

Vorverstärker

Als Vorverstärker (Bild 2) wird ein integrierter Operationsverstärker A 109 wahlweise invertierend oder nichtinvertierend betrieben. Eine Z-Dioden/Diodenkombination begrenzt die maximale Eingangsspannung und schützt so den Eingang des Operationsverstärkers vor Spannungsspitzen. Der geringfügige Verstärkungsunterschied vom invertierenden zum nichtinvertierenden Betrieb des Vorverstärkers stört bei den beabsichtigten Anwendungen nicht.
Über das als NF-Tor geschaltete Relais, das durch die Sicherheits- und Schutzschaltungen aktiviert wird, gelangt das Signal zum Treiberverstärker.

Treiberverstärker

Die in Anlehnung an [2] und [3] entstan-

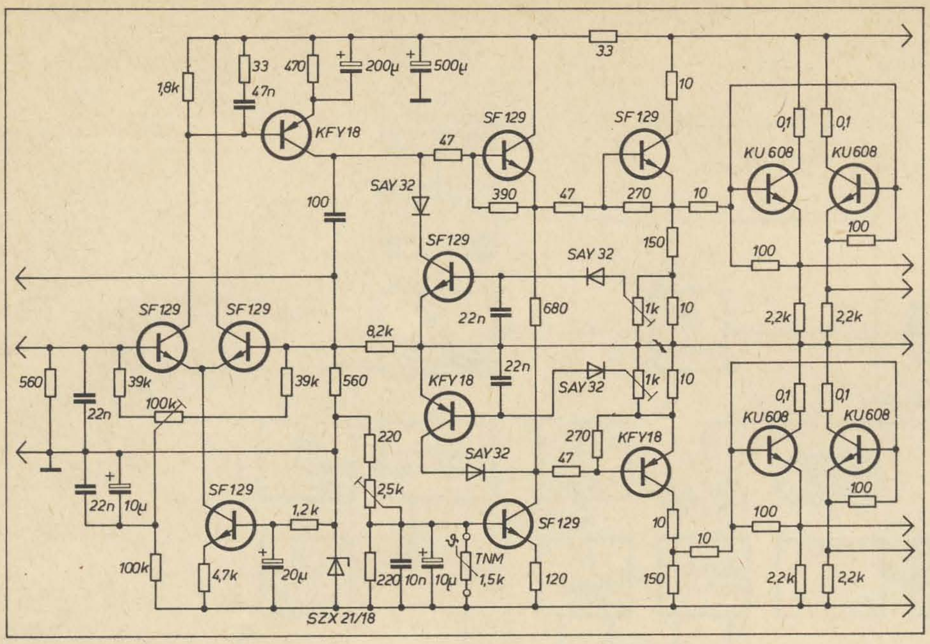


Bild 3: Treiberstufe

Bild 4: Endstufe

Bild 5: Netzteil I

Bild 6: Netzteil II

Bild 7: Übersteuerungsanzeige

dene und schon bewährte Schaltung [1] wird weiterhin eingesetzt und um zweimal zwei Treibertransistoren KU 608 erweitert (Bild 3). Diese Transistoren bringen die erforderliche Treiberleistung zum Aussteuern der Endstufentransistoren auf. Damit entfallen in den Leistungsendstufen die in [1] und [2] in Darlingtonschaltung betriebenen einzelnen Treibertransistoren je Endstufentransistor.

Leistungsendstufen

Die gesamte Endstufe besteht aus 48 Leistungstransistoren KD 503, aufgeteilt auf zwölf Einschübe mit je vier Transistoren und zugehörigen Kühlkörpern usw. (Bild 4). Jeder Einschub ist mit einer überwachten Feinsicherung abgesichert. Die Emitterwiderstände sorgen für eine gleichmäßige Stromaufteilung, während die Basis-Emitterwiderstände dem vorgeschriebenen Wert für die zulässige Emitter-Kollektorspannung von 80 V entsprechen.

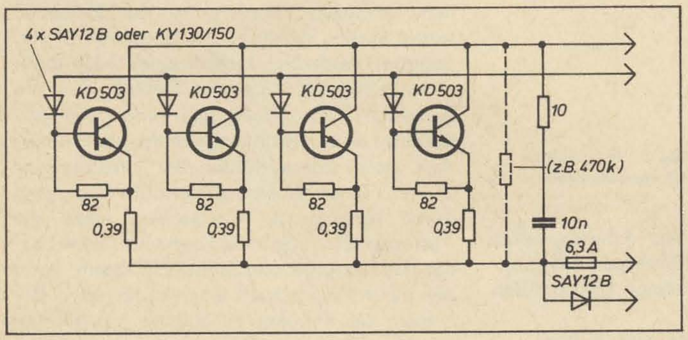
Die Ausgänge von den sechs Endstufeneinschüben je Signalhalbwelle werden an je einem Widerstand von 20 mΩ zusammengefaßt und bilden den Leistungsausgang des Verstärkers.

Stromversorgung

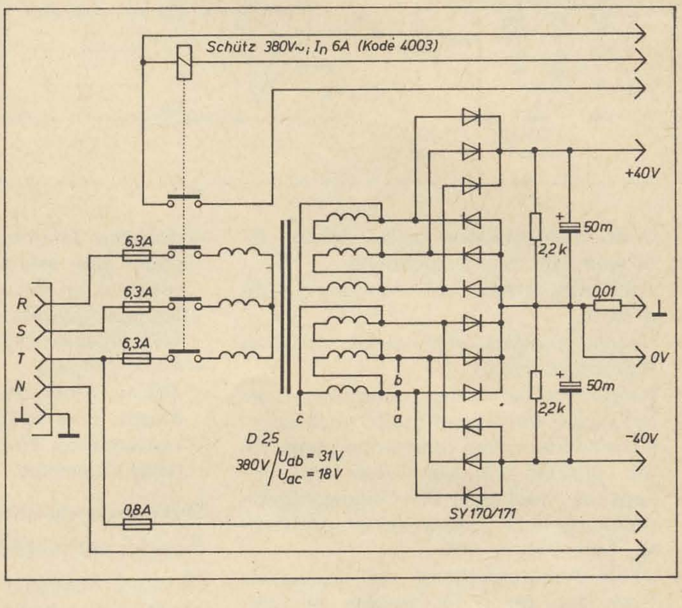
Zur Versorgung der Funktionsgruppen des Leistungsverstärkers mit den erforderlichen Betriebsspannungen dienen die Dualnetzteile I und II (Bilder 5 und 6).

Der $+U_B$- und $-U_B$-Teil des Netzteiles II ist in Anlehnung an [4] und [5] im Komplementäraufbau, der sich bereits bei anderen Funktionsgruppen mit bipolaren Betriebsspannungen bewährt hat, realisiert.

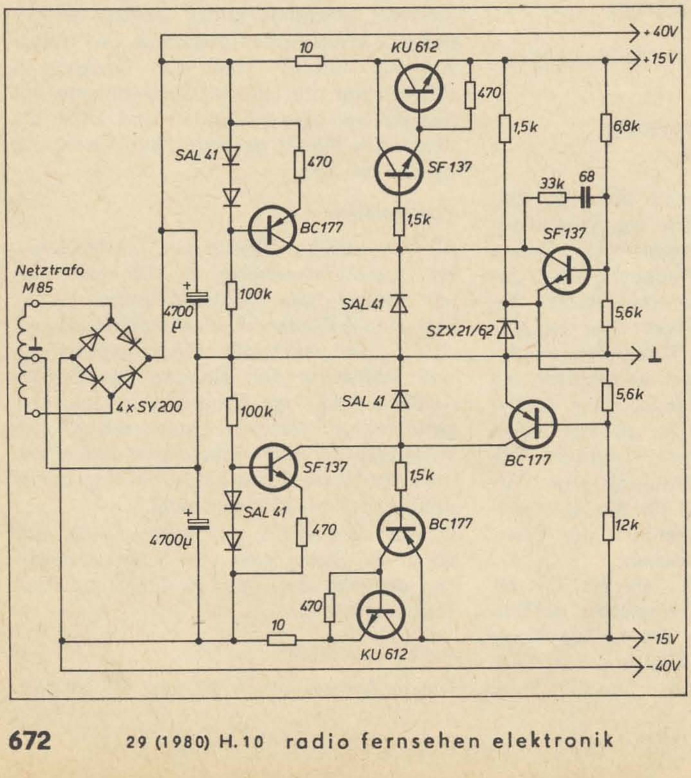
4



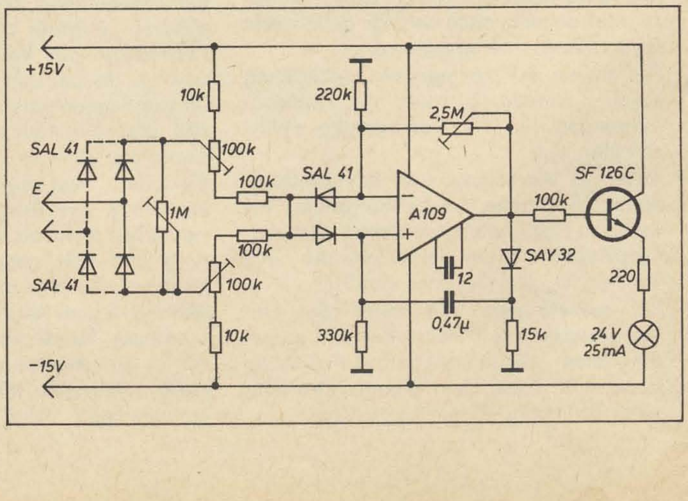
5



6



7



Der Gleichrichter arbeitet als Zweiweggleichrichter mit Mittelpunktanzapfung des M-85-Transformators und liefert die unstabilisierten Betriebsspannungen für den Treiber und die mit komplementärem Längsregler stabilisierten Betriebsspannungen für den Vorverstärker, die Sicherheits- und Anzeigebaugruppen.

Die Leistungsendstufen versorgt Netzteil I aus einem Drehstromtransformator D 2,5 (2 500 VA) mit Gleichrichtung durch zwölf Kfz-Dioden in Brückenschaltung und Siebung je Betriebsspannungszweig mit einer Elkobatterie von etwa 50 mF. Der Mittelpunkt beider Spannungen wird über einen Widerstand von 10 mΩ, der zugleich auch die Stromspitzen des Einschaltvorganges begrenzt, an die Gerätemasse geführt. Die über ihn abfallende Spannung ist hinreichend proportional dem Ausgangsstrom des Verstärkers und dient zu Kontroll- und Überwachungszwecken. Eingeschaltet wird der Netzteil I über ein Schütz, das bei Transistorausfall zugleich die Versorgungsspannungen für die Leistungsendstufen abschaltet.

Übersteuerungsanzeige

Die Übersteuerungsanzeige im Bild 7 beruht auf bekannten Schaltungen und kann beliebig auf mehrere Eingänge erweitert werden. Prinzipiell wird sie auch in [5] eingesetzt, jedoch in diskreter Schaltungstechnik. In Anlehnung an [6] wird, wie Bild 7 zeigt, der Operationsverstärker A 109 als Komparator genutzt. Die Schwellspannung und die Symmetrie können mit Einstellreglern entsprechend variiert werden.

Ausgangsanzeige

Die Quasieffektivwerte von Ausgangsstrom und -spannung für Sinus und Rauschen werden an getrennten Instrumenten in mehreren Meßbereichen angezeigt (Bilder 8 und 9). Hierzu wird für die Strommessung über den Shunt und für die Spannungsmessung über einen Spannungsteiler eine Meßspannung gewonnen. Es wird jeweils ein Präzisionsgleichrichter mit Operationsverstärker nach [7] und ein Instrument geringer Empfindlichkeit mit linearer Teilung eingesetzt. Wegen der mechanischen Robustheit wird auf ein 4-mA-Instrument orientiert.

Das Anzeigeinstrument für den Ausgangswechselstrom wird mit dem Meßbereichsumschalter zugleich für die Anzeige des Ausgangsgleichstromes genutzt, die einer Kompensation des Ruhestromes der Leistungsendstufen bedarf.

Der Quasieffektivwertgleichrichter für die Strommessung besitzt zur optimalen Pegelanpassung und zur gleichzeitigen Bereitstellung eines extern nutzbaren, stromproportionalen Spannungssignals einen zusätzlichen Verstärker. Die Kalibrierung der einzelnen Meßbereiche erfolgt über getrennte Einstellregler.

Transistorüberwachung

Jeder der zwölf Endstufeneinschübe verfügt über eine 6,3-A-Feinsicherung in der Emittersammelleitung. Unzulässige Stromspitzen längerer Dauer bzw. Durchschlagen der Sperrschicht von Leistungstransistoren führen zum Abschmelzen dieser Sicherung und über die Endkopplungsdiode zum Ansteuern des zugeordneten SF 129. Der nun durchgesteuerte KFY 18 zündet einen Thyristor in der Sicherheitsschaltung, bringt das entsprechende Relais zum Ansprechen und öffnet damit den Ruhekontakt der Selbsthaltung des Schützes im Netzteil I (siehe Bild 10).

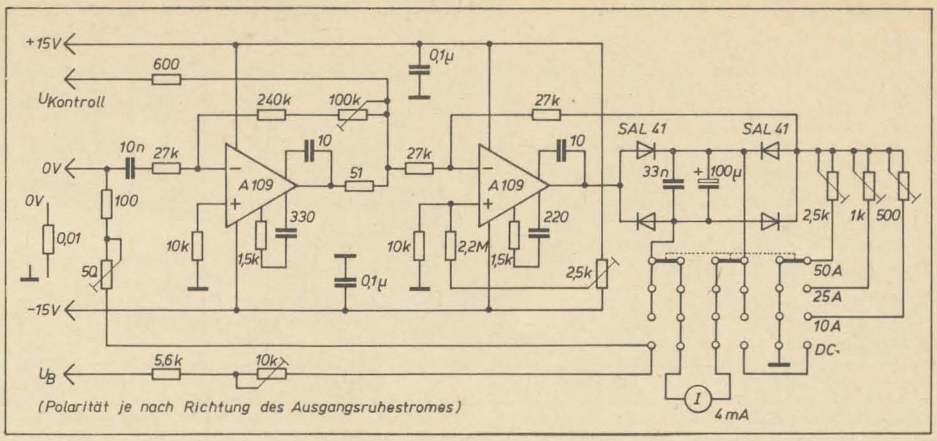


Bild 8: Anzeige des Ausgangsstromes

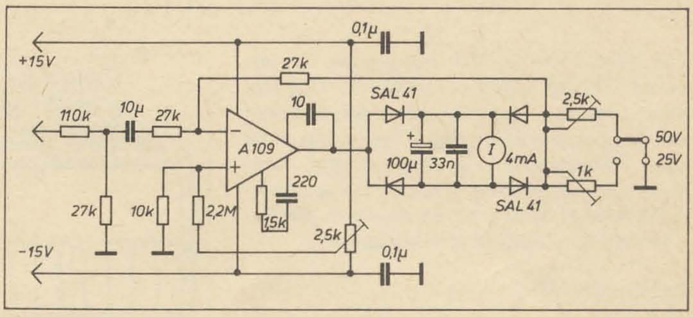


Bild 9: Anzeige der Ausgangsspannung ▶

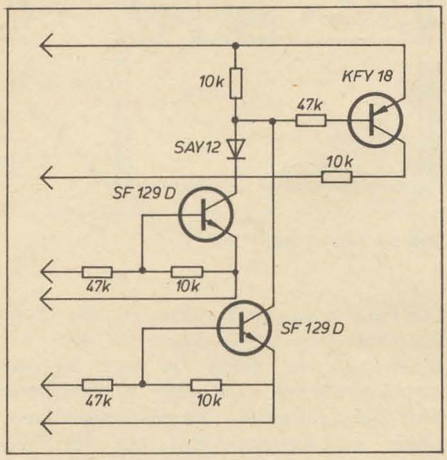


Bild 10: Transistorüberwachung

Überlastkontrolle

Ein als Komparator geschalteter Operationsverstärker A 109 vergleicht die über den im Netzteil befindlichen Shunt abfallende Spannung mit einer einstellbaren Referenzspannung. Ist die abfallende Spannung größer, wird eine Anzeigelampe angesteuert, und gleichzeitig gibt ein Relais den Kondensator im Zeitkreis des SMY 52 zur Aufladung frei. Hält die Überlast länger als die vorgegebene Zeitkonstante ($\tau \approx 20$ s) an, wird die NF durch das Torrelais abgeschaltet (siehe Bild 11).

Sicherheitsschaltung

Diese Baugruppe faßt alle Sicherheitsfunktionen zusammen (Bild 12). Die Thyristoren im Gleichstromkreis sorgen für eine Selbsthaltung und sind durch Tastendruck löschbar. Alle Auslösefunktionen betätigen über Entkopplungsdioden ein Relais, dessen Schaltkontakte herausgeführt sind und extern für beliebige Signalwarnzwecke verwendet werden können.

Zwangskühlung

Die Zwangskühlung der Leistungsendstufen erfolgt durch Saugbelüftung mit einem modifizierten industriellen Lüfter [8].

Schaltungstechnisch ist es erforderlich, den Ausgang 4 des Lüfters zu ändern, indem über ihn die geschaltete Netzspannung für die Steuerung des Schützes im Netzteil I herausgeführt wird, denn dieser Schalter des Lüfters wird zugleich für die Inbetriebnahme des Leistungsverstärkers genutzt.

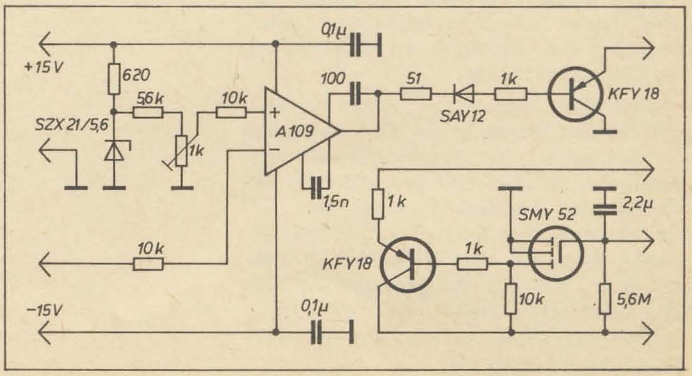


Bild 11: Uberlastkontrolle

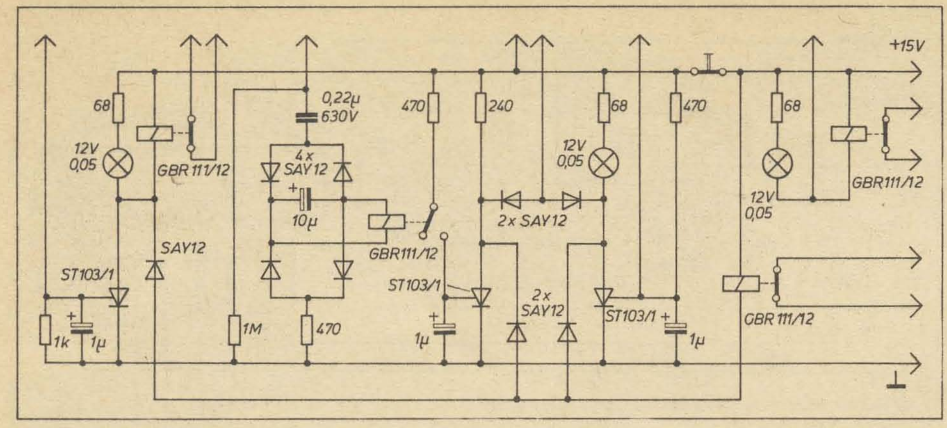


Bild 12: Sicherheitsschaltung

Zur Vereinfachung der Baugruppe Sicherheitsschaltung wäre es weiterhin möglich, den Ausgang 3 so zu modifizieren, daß von der temperaturabhängigen Steuerung nicht eine Netzspannung geschaltet wird, sondern der geschaltete Kontakt an den Ausgang gelegt wird und so direkt in die Sicherheitsschaltung eingreifen kann.

Konstruktive Gestaltung

Der mechanische Aufbau und die konstruktive Gestaltung erfolgen, wie die Darstellung im Bild 13 zeigt, gemäß dem wissenschaftlichen Gerätebau im Einheitlichen Gefäßsystem EGS im Kastengehäuse A nach TGL 25 077 mit den Hauptmaßen 480 mm × 600 mm × 300 mm.

Für die 1. und 2. Ordnung werden gemäß EGS Baugruppenträger und Gestelleinschübe nach TGL 25 071 verwendet. Die Leiterplatten sind spezifisch gestellangepaßt ausgeführt und an den Stangen der Gestelleinschübe sowohl vertikal als auch horizontal mit M3-Schrauben befestigt. Außerdem befinden sich an den vertikalen Leiterplatten direkt die Steckverbinder der ersten Steckerebene.

Der oberste Baugruppenträger enthält die Zwangskühlung mit Temperaturüberwachungsschaltung als Modifikation des industriellen Lüfters [8], der grundlegend aus drei Axiallüftern LANP 140 mit einer Luftfördermenge von insgesamt etwa 500 m³/h bei 15 Pa und entsprechender Lüfteraufnahme mit Kasteneinschub E besteht. In dieser Baugruppeneinheit befindet sich außerdem original der Schalter für die Inbetriebnahme des Lüfters, der durch entsprechende Modifikation zugleich die Inbetriebnahme des Leistungsverstärkers bewirkt. Darunter wurde als Hauptwärmequelle des Gerätes die Endstufeneinheit angeordnet, deren Kühlkörper direkt unter den Lüftern liegen. Aus Servicegründen besteht die Endstufeneinheit aus insgesamt zwölf schaltungstechnisch gleichen und austauschbaren Gestelleinschüben.

In dem Baugruppenträger unter der Endstufeneinheit wurde je ein Gestelleinschub für die Steuer- und Kontrolleinheit vorgesehen. Die Steuereinheit beinhaltet die NF-Vorstufe mit Phasenumkehrung, den NF-Treiber sowie den Netzteil II. Die Kontrolleinheit nimmt die Instrumente mit Anzeigeschaltung für die Ausgangsgrößen, die Überlastschutzschaltung und die Überwachungsschaltung für die Leistungstransistoren der Endstufe auf.

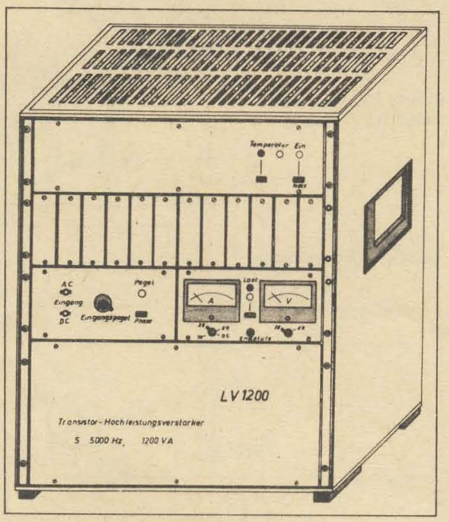


Bild 13: Ansicht des LV 1200

Die Funktionsgruppen dieser drei Baugruppenträger sind sowohl intern als auch untereinander nur durch die erste Steckerebene verbunden. Eine zweite Steckerebene wird nicht angestrebt, da die Baugruppenträger am Kastengehäuse mit der Erstmontage endgültig verbunden werden und der ansonsten erforderliche Platz für eine störfreie sowie leicht zugängliche Verdrahtung mit zum Teil relativ starken Leitungsquerschnitten erforderlich ist. Eine Zentralverdrahtung und die Hauptanschlüsse erfolgen im unteren Baugruppenträger, der den Netzteil I, bestehend aus Drehstromtransformator, Gleichrichtereinheiten, Elkogruppen, Schütz, Shunt und Steckverbindungen, aufnimmt. Dieser Baugruppenträger besitzt keine Steckerebene, sondern eine spezielle Verbindungseinheit für die Verdrahtung.

Wegen der hohen Masse des Trafos und einer optimalen Platzausnutzung sind für die Baugruppen des Netzteiles I einige spezielle Befestigungsteile erforderlich. An der Rückwand des Verstärkers sind als Netzanschluß eine fünfpolige 10-A-Einbaukupplungsdose, als NF-Leistungsausgang eine zehnpolige 16-A-Messerleistenbuchse nach TGL 10 228 und als Kontrollbuchse für den normierten Ausgangsstrom eine gebräuchliche BNC-Steckdose nach TGL 200-3800 vorgesehen.

Außerdem empfehlen sich in der unteren Rückwand zusätzliche Lüftungsöffnungen B nach TGL 25 064, um eine vollständige und ausreichende Durchlüftung sowie Kühlung zu gewährleisten.

Literatur

[1] Borgelt, D.; Kiekbusch, A.: LV 1200 – Ein Hochleistungsverstärker in Brückenschaltung. radio fernsehen elektronik 27 (1978) H. 11, S. 697–700

[2] Kadner, S.: 1 000-VA-Leistungsverstärker und Gleitsinusgenerator für Schwingprüfanlage. radio fernsehen elektronik 25 (1976) H. 14 S. 467–470

[3] Ratzki, W.; Keck, J.: Leistungsverstärker 2 × 60 W für den Selbstbau. Funktechnik 26 (1971) H. 5, S. 177–180

[4] Schaltungen mit Halbleiterbauelementen. Firmenschrift der Deutschen ITT Industries GmbH

[5] Service- und Bedienunterlagen: Beschleunigungsmeßgerät VM 20. VEB Metra Meß- und Frequenztechnik Radebeul

[6] Bladowski, R.: Integrierte Analogschaltungen. Stuttgart: Telekosmos-Verlag, Franck'sche Verlagshandlung 1970

[7] Nowak, W.: Aufbau und Anwendung von Operationsverstärkern. radio fernsehen elektronik 25 (1976) H. 13, S. 451–454

[8] Service- und Bedienunterlagen: Lüfter B – 4299.010. Kombinat VEB Funkwerk Erfurt

[9] Tietze, U.; Schenk, Ch.: Halbleiterschaltungstechnik. Berlin-Heidelberg-New York: Springer-Verlag 1976

[10] Pabst, D.: Operationsverstärker. Berlin: VEB Verlag Technik 1971

[11] Zimmermann, R.: Kühlvorrichtungen für Transistoren. radio fernsehen elektronik 25 (1976) H. 22, S. 717–721

Bieten universelles **Netzgerät SV - 93** zur Stromversorgung von Wechseleinschüben der Oszilloskoptypenreihe OG 1-12, 1-13, 2-10, bestückt mit Baustein BF 93 (Entnahme von Gleichsp. 420 V, 140 V, 80 V, 70 V, 150 V, 6,3 V) Baujahr 1969

Zuschriften an

VEB Funkmechanik Zwenkau

7114 Zwenkau

Bahnhofstraße 9/17, Tel. 40 76, App. 07

Formung kurzer Impulse mit NAND-Gattern

Zusätzlich zu den logischen Netzwerken werden in zeitgesteuerten Geräten auch Impulsformerschaltungen benötigt. Vorteilhaft sind Schaltungen, die ohne zusätzliche Bauelemente, nur mit Gattern aus der sowieso eingesetzten Schaltkreisserie auskommen.

Mit der im Bild 1 gezeigten Schaltung können aus Impulsen großer Zeitdauer kurze Impulse geformt werden. Benötigt werden mindestens drei NAND-Gatter, z. B. aus D 100 C oder D 200 C, die in der gezeigten Weise zusammenzuschalten sind. Am Ausgang a werden negative Impulse abgegeben. Über einen zusätzlich eingesetzten Inverter G_2 können daraus um die Schaltzeit dieses Inverters veränderte, positive Impulse geformt werden.

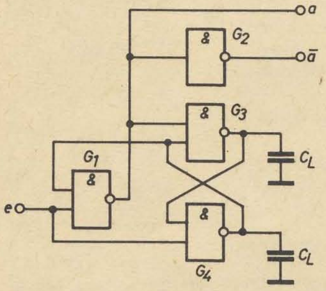


Bild 1: Impulsformer mit einer Triggerschaltung aus NAND-Gattern

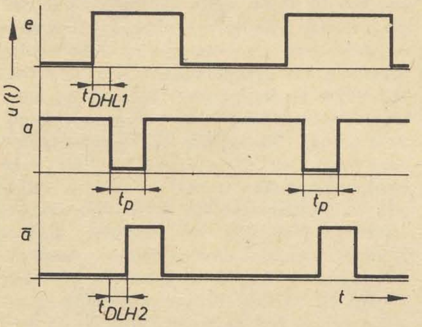


Bild 2: Zeitfunktionen an ausgewählten Meßpunkten

Durch das niedrige Potential am Eingang e liegt im Anfangszustand am Ausgang a hohes Potential. Da an beiden Eingängen des Gatters G_3 hohes Potential liegt, hält das niedrige Potential des Ausganges von G_3 die Schaltung in diesem stabilen Zustand fest. Wechselt das Eingangspotential von L nach H, dann erscheint nach der Schaltzeit t_{DHL1} am Ausgang a die Vorderflanke des kurzen Impulses. Durch diese H-L-Flanke werden der Reihe nach die Gatter G_3, G_4 und G_1 umgeschaltet. Die Dauer des Ausgangsimpulses an der Klemme a setzt sich somit aus den Schaltzeiten dieser Gatter zusammen

$$t_p = t_{DLH3} + t_{DHL4} + t_{DLH1}$$

Mit typischen Schaltzeiten unter Bedingungen der Prüfschaltung sind Impulsbreiten von $t_p = 38$ ns (D 100 C) und $t_p = 21$ ns (D 200 C) erreichbar. Da drei Schaltzeiten in t_p eingehen, streut im Wost-case-Fall die Impulsbreite recht erheblich

$t_{p\,min} = 16$ ns, $t_{p\,max} = 57$ ns (D 100 C)

$t_{p\,min} = 9$ ns, $t_{p\,max} = 30$ ns (D 200 C)

Bild 2 zeigt das Zeitdiagramm von drei ausgewählten Meßpunkten: Eingang e, wahrer a und negierter Ausgang ā. Die kapazitive Belastung

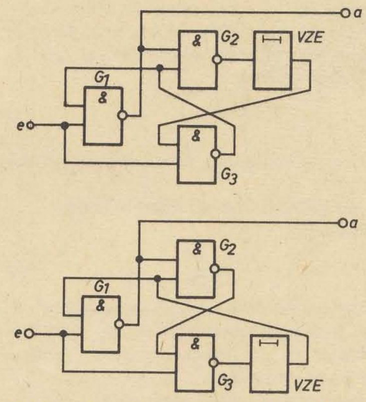


Bild 3: Zwei Varianten zur Vergrößerung der Impulsdauer t_p durch Einfügen einer Verzögerungsbaugruppe

mit C_L symbolisiert die Möglichkeit, durch Veränderung der Schaltzeiten der Gatter G_3 und G_4 die Impulsdauer t_p zu erhöhen. Die Impulsdauer kann auch durch Einfügen einer Verzögerungsbaugruppe VZE vergrößert werden. Im Bild 3 sind dazu zwei prinzipielle Möglichkeiten gezeigt. Die erste Variante kann vorzugsweise für die Verzögerung der L-H-Flanke und die zweite für die Verzögerung der H-L-Flanke genutzt werden. Diese Varianten sind dann von Vorteil, wenn die Verzögerungsbaugruppe beide Flanken unterschledlich stark verzögert. Als Verzögerungsbaugruppen können sowohl passive (LC-Ketten, HF-Kabel) als auch aktive (monostabile Kippschaltung, Kettenschaltung von Gattern) Ausführungen eingesetzt werden. Soll die Impulsbreite t_p während des Betriebes eines Gerätes geändert werden, beispielsweise zur Fehlersuche in der Inbetriebnahmephase, dann ist als Verzögerungsbaugruppe eine elektronisch einstellbare Variante einzusetzen.

G. Turinsky

Meßtechnik

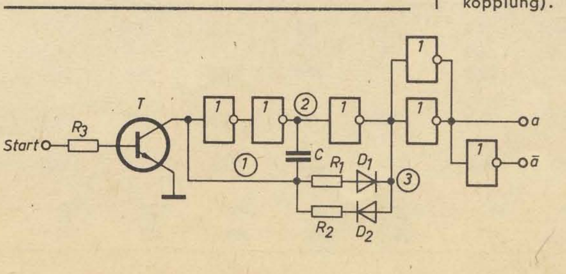
● Ein neues Bolometer, das nicht größer als der Durchmesser eines menschlichen Haares ist, weist eine Empfindlichkeit auf, die sich der theoretischen Grenze der thermischen Energiedetektion nähert. Im Gegensatz zu Halbleiter-Infrarot-Quantendetektoren wird hier keine Kühlung benötigt. Das Bolometer ist ein Widerstandselement, das Wärmeenergie absorbiert und dabei in Abhängigkeit von der Temperatur seinen Widerstand verändert. Die Widerstandsänderung kann meßtechnisch zur Bewertung der aufgenommenen Strahlung ausgewertet werden. Da Strahlungen vom Infrarot bis zum Ultraviolett absorbiert werden, ist die Empfindlichkeit des Bolometers unabhängig von der Wellenlänge der Strahlung. Als günstige Aufbauform erwies sich eine Dünnfilmstruktur mit einem mäanderförmigen Goldleiter von 5 μm Breite, der sich auf einer Aluminiumoxidfolie befindet. Das Bolometer hat eine Fläche von 50 μm × 50 μm und ist 100 nm dick. Durch die geringen Abmessungen ergibt sich eine geringe Wärmekapazität, so daß das Bolometer sehr empfindlich wird und sehr rasch anspricht (5 ms). Die Empfindlichkeit beträgt $1{,}43 \cdot 10^9$ cm Hz/W. Das Bolometer wird in ähnlicher Weise wie eine integrierte Schaltung hergestellt, wobei mehrere Bolometer gleichzeitig gefertigt werden können. Anwendungsgebiete sind die Elektromedizin, die Inspektion im Bauwesen und von Energieanlagen sowie die Meteorologie.

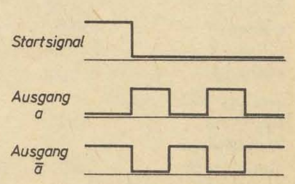
● Mit Laserpulsübertragungen zwischen einer Bodenstation und einem geostationären Satelliten lassen sich Zeitvergleiche von hochpräzisen Uhren interkontinental mit einer Präzision von wenigen Nanosekunden realisieren. Die derzeit gegebenen Zeitvergleichsmethoden werden den steigenden zukünftigen Anforderungen der Benutzer von Zeit- und Frequenzinformationen nicht mehr genügen, so daß Lasersynchronisationen eine große Bedeutung erlangen. Dazu werden von zwei Bodenstationen kurze Laserimpulse an die Satelliten abgestrahlt. Die Zeitpunkte der Laserpulsübertragung werden in den Bodenstationen in den jeweiligen Zeitskalen der Uhren registriert. An Reflektoren werden im Satelliten die ausgesandten Laserpulse reflektiert und erreichen nach entsprechenden Laufzeiten wieder die jeweiligen Bodenstationen. Aus den Empfangszeitpunkten und aus den Laufzeiten läßt sich die Zeitverschiebung der die Laserpulse triggernden Uhren bestimmen.

Astabile Kippschaltung mit exaktem Startzeitpunkt

In einigen Anwendungsfällen astabiler Kippschaltungen ist es wünschenswert, daß die Ausgangsimpulsfolge nach dem Anlegen eines Startsignals mit einer vorbestimmten Phasenlage beginnt. In einer Schaltung aus der Zeitschrift Electronic Engineering 51 (1979) H. 624, S. 31, wird zu diesem Zweck bei einer bekannten Oszillatorschaltung mit CMOS-Schaltkreisen ein Schalttransistor eingefügt, über den die Funktionsweise des Oszillators beeinflußbar ist. Die bekannte Schaltung wurde in diesem Fall platzsparend mit einem Hex-Inverter-Schaltkreis realisiert (s. untenstehende Bilder). Zur Veränderung des Tastverhältnisses ist der übliche Rückkopplungswiderstand in zwei Stromzweige (R_1, R_2) aufgeteilt, mit über die eingefügten Dioden D_1 und D_2 richtungsabhängiger Wirkung. Liegt am Starteingang hohes Potential, dann liegt am Punkt 1 durch den stromführenden Transistor die sehr niedrige Restspannung eines gesättigten Schalttransistors. Über die Negatorwirkung führt der Punkt 2 niedriges L-Potential ($\approx U_{SS}$) und der Punkt 3 hohes Potential ($\approx U_{DD}$) eines CMOS-Inverters. Die Diode D_2 ist in Flußrichtung gepolt. Wird das hohe Eingangspotential entfernt, dann setzt am Punkt 1 der Aufladevorgang des Kondensators C ein mit der Aufladespannung ($U_{DD} - U_{FD2}$) und der Zeitkonstante $\tau = C(R_2 + r_{D2})$.

Nach dem Erreichen der Umschaltschwelle des ersten Inverters liegt am Punkt 2 H-Potential und am Punkt 3 L-Potential. Im Umschaltzeitpunkt wird der positive Spannungssprung am Punkt 2 über den Kondensator auf den Eingang des ersten Inverters übertragen (positive Rückkopplung). Daran schließt sich die Entlade-





phase des Kondensators über R_1 und D_1 an. Ist die Umschaltschwelle des ersten Inverters erreicht, dann kippt die Schaltung in den entgegengesetzten Zustand um, ein Schaltzyklus ist beendet. Da mit dem Schalttransistor dem Oszillator ein bestimmter statischer Schaltzustand aufgezwungen wird, ist gesichert, daß bei jedem neuen Start immer die gleiche Schaltphase einsetzt. Durch die Parallelschaltung von zwei Invertern ist der Ausgang a höher belastbar als der Ausgang ā.

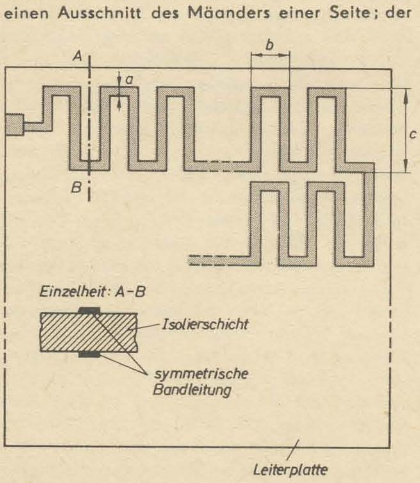
Verzögerungsleitungen auf der Basis gedruckter Leitungen

Herkömmliche Verzögerungsleitungen (diskrete LC-Ketten, HF-Kabel) benötigen einen relativ großen Raum zu ihrer Unterbringung. Im Zuge der Geräteminiaturisierung sind deshalb in der Vergangenheit viele Anstrengungen unternommen worden, gleiche Verzögerungswerte durch platzsparendere Lösungen zu ersetzen.

In der Zeitschrift Pribory i technika ėksperimenta (1978) H. 2, S. 137–140, wurde eine Verzögerungsleitung auf der Basis gedruckter Leiterzüge vorgestellt, die mit den integrierten Schaltungen auf einer Leiterplatte untergebracht werden kann. Zur Platzeinsparung sind die Leiterzüge mäanderförmig ausgeführt. Über die Dimensionierung des Mäanders können der Wellenwiderstand Z_0 und die längenbezogene Verzögerungszeit τ in gewissen Grenzen variiert werden. Mit einer Leiterplatte der Größe 150 mm × 115 mm wurden folgende technischen Kennwerte erreicht:

Wellenwiderstand (symmetrische Bandleitung)	$Z_0 = 50\ \Omega$
Rastermaß der Verzögerungszeit	$\tau = 1{,}9$ ns/Raster
Gesamtverzögerungszeit	$t_{vg} = 75$ ns
Dämpfung bis 100 MHz	a = 0,52 dB
Arbeitstemperaturbereich	a = –30...+60 °C

Als Zweiebenenleiterplattenmaterial wurde der Typ СФ-2-50-1,5 mit einer Kupferbeschichtung von 50 μm und einem Dielektrikum der Isolierschicht von $\varepsilon_r = 6$ eingesetzt. Das Bild zeigt einen Ausschnitt des Mäanders einer Seite; der zweite Mäander liegt deckungsgleich darunter, wie es die Einzelheit A-B zeigt. Zur Erhöhung der wirksamen Dielektrizitätskonstante $\varepsilon_{r\,eff}$ wurden die Leiterzüge noch mit einer Folie ($\varepsilon_r = 2{,}7$) 0,1 mm dick überzogen.



Ausschnitt aus der mäanderförmigen Verzögerungsleitung

Aus den praktischen Untersuchungen an vier realisierten Mustern entsprechend der untenstehenden Tafel wurden folgende Dimensionierungshinweise abgeleitet. Im Interesse geringer Phasenverzerrungen sollten die Gln. (1) und (2) eingehalten werden

$$\frac{f_{gr}}{f_r} \geq \alpha \qquad (1)$$

mit

f_{gr} = Grenzfrequenz der symmetrischen Leitung
f_r = $0{,}35/t_r$
t_r = Impulsflanke der zu übertragenden Signale

$$\frac{t_{vg}}{\tau} \leq \frac{\alpha^2}{1{,}5} \qquad (2)$$

Die Größe α wurde zu $\alpha \approx 10$ experimentell ermittelt. In der Literaturstelle ist ein detaillierter Ablaufplan zur Berechnung einer Verzögerungsleitung angegeben.

Die Realisierung einer gedruckten Verzögerungsleitung ist nicht auf symmetrische Leitungen beschränkt. Ebenso kann die Verzögerungszeit einer Mikrostrip- bzw. Stripline-Leitung genutzt werden. Es sind dann die spezifischen Berechnungsgrundlagen dieser Leitungsarten anzuwenden.

Diese Art der Verzögerungsleitung hat den Vorteil, daß sie in Mehrebenenleiterplatten in einer beliebigen Schicht untergebracht werden kann. Durch die Schichtung mehrerer Verzögerungsleitungen ist die Gesamtverzögerungszeit erweiterbar.

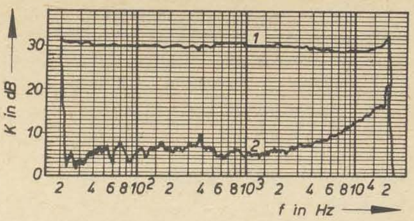
Einige Kennwerte praktisch untersuchter Verzögerungsleitungen

Parameter	praktisch ausgeführte Versuchsmuster 1. Muster berech-net	 gemes-sen	 2. Muster berech-net	 gemes-sen	 3. Muster berech-net	 gemes-sen	 4. Muster berech-net	 gemes-sen
a in mm	0,38	0,42	0,5	0,43	0,5	0,48	0,38	0,49
b in mm	1,80	1,80	1,0	1,0	1,0	1,0	1,8	1,7
c in mm	22,0	21,0	22,0	21,0	22,0	21,0	30,0	30,0
Verzögerungszeit in ns/Raster	0,27	0,254	0,22	0,214	0,23	0,21	0,39	0,41
Gesamtverzögerungszeit in ns	74,0	71,0	90,0	88,0	113,0	103,0	143,0	155,0
Wellenwiderstand in Ω	134	140	110	103	104	108	122	140
Anzahl der Raster	274	280	407	410	498	491	367	378

Hochwertiger magnetischer Tonabnehmer

Die sowjetische Elektronikindustrie fertigt unter der Bezeichnung ГЭМ-008 Korvet einen qualitativ hochwertigen magnetischen Tonabnehmer für Schallplattenwiedergabe. Wir erwähnten ihn bereits in unserem Messebericht von der Leipziger Herbstmesse 1979 im Heft 12 (1979) S. 784. Der Abnehmer besteht aus dem elektromagnetischen Wandler, der mit Permalloy abgeschirmt ist, und einem Einsatz mit dem System. Es wird eine leichte Diamantnadel mit Kugelspitze verwendet, deren Achse bezüglich des Diamantkristallgitters orientiert ist, wodurch sich mit 1 000 Stunden gegenüber nichtorientierten Nadeln eine doppelt so hohe Standzeit ergibt. Besonderer Wert wurde auf die Verringerung wirkender Massen und auf hohe Elastizität des bewegten Systems durch Anwendung neuartiger elastischer Materialien gelegt. Als Nadelträger kam mit Beryllium das leichteste aller Metalle zum Einsatz, wodurch die bewegte Systemmasse weniger als 1 mg beträgt. Damit erhält man einen sehr guten Frequenzgang mit unbedeutenden Verzerrungen im Frequenzbereich von 20...20 000 Hz.

Ein hocheffektiver Miniaturmagnet aus einer Samarium-Kobalt-Legierung gewährleistet eine hohe Empfindlichkeit bei relativ niedriger Windungszahl der Wandlerspule (4 500 bei 0,03 mm Drahtdurchmesser).



Die Parameter des Tonabnehmers ГЭМ-008 und seine Einbaumaße entsprechen den Forderungen von GOST 18 631-73, den IEC-Empfehlungen und dem BRD-Standard DIN 45 539.

Im Bild sind der Amplitudengang (1) und die Übersprechdämpfung (2) dargestellt.

Wichtigste technische Daten

Auflagekraft	10...15 mN
Nennwiedergabefrequenzbereich	20...20 000 Hz
maximaler Klirrfaktor bei 1 kHz	2 %
Empfindlichkeit	0,7...1,7 mVs/cm
Trennung der Stereokanäle (min.)	
bei 315; 1 000; 5 000 Hz	20 dB
bei 10 kHz	15 dB
horizontale Elastizität des bewegten Systems	$20 \cdot 10^{-3}$ m/N
vertikaler Wiedergabewinkel	15°...20°
Abrundungsradius der Nadel	15 μm
Nennlastwiderstand	47 kΩ
Masse (maximal)	5,3 g

IS-Technologie

● Eine neue Methode der Herstellung von integrierten Schaltungen beruht auf einer weiterentwickelten Röntgenstrahl-Lithografie-Technologie, bei der sechs Wafer gleichzeitig belichtet werden. Bei bisherigen optischen Lithografieverfahren war eine stufenweise Arbeitsweise notwendig. Mit dem Verfahren können 50 4-Zoll-VLSI-Wafer je Stunde unter Verwendung eines Negativresists (Polyglycidylmethacrylat) hergestellt werden. Die Vorteile des Verfahrens sind neben einer hohen Produktivität eine sehr hohe Auflösung und Genauigkeit, die nicht von Beugungen, Interferenzen und Reflexionen wie bei optischen Methoden beeinträchtigt werden. Weiterhin ist das Verfahren relativ unempfindlich gegenüber Staub. Die minimale Auflösung beträgt 0,3 μm. Die Röntgenstrahlquelle ist mit einer rotierenden wassergekühlten Anode ausgestattet. Die Strahlung erfolgt radial, so daß sechs Wafer gleichzeitig belichtet werden können. Allerdings muß der Abstand zwischen der Anode und den Wafermasken gering sein, so daß man hier auf das Kontaktkopieren zurückgreift.

● Die moderne Lasertechnologie ist bei ihrem Einsatz in der IS-Herstellung in der Lage, Wafer innerhalb einer bestimmten Fläche bis zu einer bestimmten Tiefe zu erhitzen und die bisherigen Nachteile von thermischen Prozeßschritten zu vermeiden. Ein derartiges Erhitzen bei der Herstellung von integrierten Schaltungen ist notwendig, um auf einem Wafer die Kristalldefekte nach der Ionenimplantation „auszuheilen", eine Diffusion auf dem Wafer mit Dotiermaterialien zu ermöglichen und kristalline Schichten aufzuwachsen. Ein intensiver Laserstrahl erwärmt zu diesem Zweck die Halbleiteroberfläche auf eine Temperatur, bei der der gewünschte Vorgang optimal verläuft. Der praktische Hauptvorteil des Laserstrahles besteht darin, daß der Laser die Erwärmung auf eine bestimmte Fläche und durch den Impulsbetrieb die Einwirkung auf eine geringe Tiefe beschränkt, die umgebenden Halbleitergebiete aber unbeeinträchtigt bleiben. Eine rationelle Realisierungslösung der technologischen Gestaltung verwendet einen rotierenden Tisch mit neun Wafern, die spiralförmig von einem Arm abgetastet werden, der den Laser trägt. So lassen sich 70 Wafer je Stunde bearbeiten.

Als Laser dient ein Q-geschalteter Neodymyttrium-Aluminiumgranat-Laser, der bei 1,06 μm oder 0,53 μm arbeitet.

● Mit Hilfe von Ionenstrahlen lassen sich bei der Herstellung integrierter Schaltungen ähnlich wie mit einem Sandstrahlgebläse allerfeinste Chipstrukturen sehr sauber herausarbeiten. Die schnellen Argon-Ionen werden in einer Plasmakammer erzeugt und auf die mit der Lackmaskierung versehenen Siliziumchips gelenkt. Die Strukturen werden dabei unabhängig von der Lackhaftung nahezu ohne Maßveränderung übertragen. Der besondere Vorteil dieses neuen Verfahrens besteht darin, daß die Böschungen der fertigen Chipstrukturen im Gegensatz zum naßchemischen Ätzen glatt sind und daß der Böschungswinkel einheitlich etwa 65° beträgt. Das Ionenätzen läßt sich gut reproduzieren, da beim Bearbeitungsprozeß ausschließlich leicht kontrollierbare Parameter zu steuern sind. Es handelt sich hierbei um einen trockenen Ätzvorgang, so daß Ätz- und Spülflüssigkeiten wegfallen und die Fertigung vereinfacht wird.

● Mit Locep (local epitaxy) wird ein neues Verfahren zur Herstellung von Halbleiterbauelementen und integrierten Schaltungen bezeichnet, das ein selektives, epitaxiales Aufwachsen von Siliziumschichten bei niedrigen Temperaturen gestattet. Da bei diesem Verfahren keine Diffusionseffekte mit dem Siliziummaterial oder mit anderen Dotiermaterialien auftreten, können sehr scharfe und ausgeprägte Sperrschichten und extrem dünne Epitaxieschichten hergestellt werden, wie sie in der LSI-Technik benötigt werden. Das neue Verfahren, das lediglich eine Temperatur von 600 °C benötigt, zeichnet sich durch den Einsatz von Jod zum Transport von Silizium zu den Siliziumsubstraten aus, auf denen dann das Silizium niedergeschlagen wird. Jod reagiert mit Silizium bei viel niedrigeren Temperaturen als andere Halogene, die normalerweise bei der Herstellung von Halbleiterbauelementen verwendet werden. Beim praktischen Einsatz wird eine etwa 1 m lange Quarzröhre verwendet, die einen Durchmesser von 7 cm aufweist und in ihrem Inneren Silizium- und andere Dotiermaterialien sowie die Siliziumsubstrate enthält. In der Nähe des Siliziummaterials wird kristallines Jod angeordnet. Nach entsprechender Evakuierung der Röhre und Aufheizung in einem Diffusionsofen transportiert das gasförmige Jod Silizium- und Dotiermaterial zu den Substraten. Die Niederschlagsgeschwindigkeiten betragen etwa 1 μm je Stunde bei 700 °C und 15 μm je Stunde bei 900 °C. Nachteilig wirkt sich die Verwendung eines relativ langen Quarzrohres aus. Dieser Nachteil wird jedoch durch die vielen Vorteile kompensiert. Erste Erfolge mit Hilfe des neuen Verfahrens ließen sich bei der Herstellung von Z-Dioden mit Z-Spannungen bis herunter zu 2 V erzielen. Das weitere Ziel beim Einsatz des neuen Verfahrens besteht darin, es auch für die Herstellung von Transistoren und VLSI-Schaltungen geeignet zu machen.

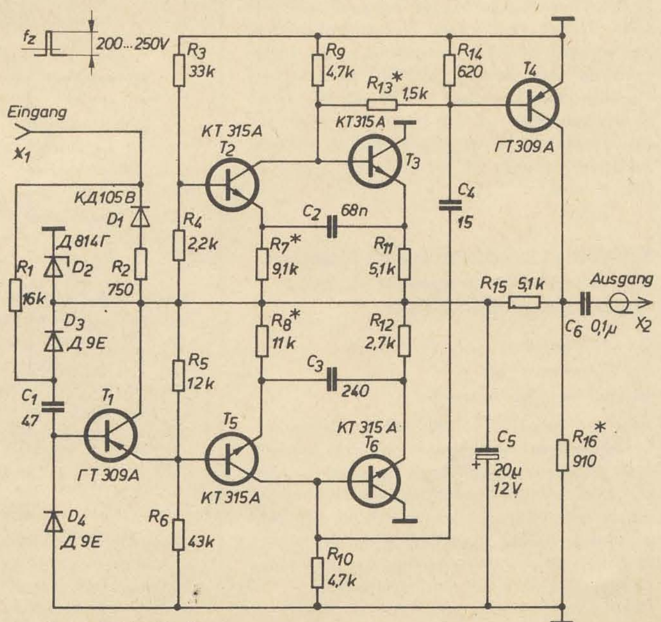
Einfacher Gitterrastergenerator

Unser Bild aus Radio 60 (1979) H. 8, S. 28 und 29, zeigt einen einfachen Gitterrastergenerator, der zum Konvergenzabgleich von Fernsehgeräten mit Lochmaskenröhre verwendet werden kann und 11 × 16 Linien erzeugt. Eine Besonderheit stellt die Stromversorgung des Generators mit Diode D_1, Z-Diode D_2 und Kondensator C_5 aus den Zeilenimpulsen des zu prüfenden Fernsehempfängers dar, die gleichzeitig den Generator synchronisieren.

Der Generator besteht aus der Anpaßstufe mit T_1, dem Horizontallinien-Multivibrator (MVH) mit T_2 und T_3, dem Vertikallinien-Multivibrator (MVV) mit T_5 und T_6 sowie dem Begrenzerverstärker T_4. MVV wird durch Impulse über R_1, D_3, C_1, D_4 und die Stufe mit T_5 synchronisiert. Die Vertikallinienimpulse werden mit dem Differenzierglied C_4, R_{14} formiert. Die Größe von C_4 bestimmt Helligkeit und Breite dieser Linien auf dem Bildschirm. Synchronisiert wird durch die in der Betriebsspannung enthaltenen Zeilenfrequenzanteile. Der Begrenzer T_4 verstärkt nur negative Impulse der Multivibratoren; die Betriebsspannungszuführung über R_{15}, R_{16} gestattet eine Formierung der Ausgangsimpulse. Der Bildkippteil des Fernsehers wird durch Impulse aus dem zugeführten Videosignal synchronisiert, die durch dessen Differentiation mit C_6 und dem Eingangswiderstand des Fernsehers gewonnen werden. C_6 ist daher so bemessen, daß nur die Horizontallinienimpulse differenziert werden.

Der Abgleich des Generators beginnt mit der Auswahl der Widerstände R_7, R_8 (Linienzahl). Treten die horizontalen Linien doppelt auf oder reichen sie nicht bis zum rechten Rand, so ist R_{13} zu verändern. Der Pegel des Videosignals wird durch R_{16} festgelegt (wirkt auf Bildhöhe). Alle Transistoren haben ein β zwischen 50 und 150.

Bei Benutzung des Generators wird im Fernseher der Phasenvergleich außer Betrieb gesetzt. Aus der Zeilenendstufe werden Impulse der angegebenen Art auf den Eingang des Generators gegeben. Der Generatorausgang ist an den Videotrakt des Fernsehempfängers anzuschließen.



* Abgleichwiderstände

Patente

Schaltungsanordnung zur beliebigen Frequenzänderung astabiler Multivibratoren

DD-WP 139 916

Int. Cl.²: H 03 K 3/282

Erfinder: Dr.-Ing. G. Halt, E. Strauß

Die Änderung der Impulsfolgefrequenz astabiler Kippschaltungen kann in bekannter Weise über die Veränderung der zeitbestimmenden Glieder in den Rückkopplungszweigen vorgenommen werden. Dazu werden im allgemeinen diskrete Kondensatoren oder Widerstände über Schalter zu- bzw. abgeschaltet. Ziel der Erfindung ist es, eine kontaktlose Möglichkeit der Frequenzänderung zu schaffen, die eine einfache Reproduzierbarkeit einer Vielzahl von Frequenzen über digitale Steuersignale ermöglicht. Dazu wird der bekannte astabile Multivibrator mit RC-Glied auf der Basis von zwei Inverterschaltkreisen in folgender Weise abgewandelt.

Während der erste Inverter G_1 beibehalten wird, ist der zweite Inverter durch drei negierende Three-state-Schaltkreise ersetzt (Bild 1). Die Steuereingänge sind mit U_{S1} bis U_{S3} bezeichnet. Das RC-Glied besteht aus dem Widerstand

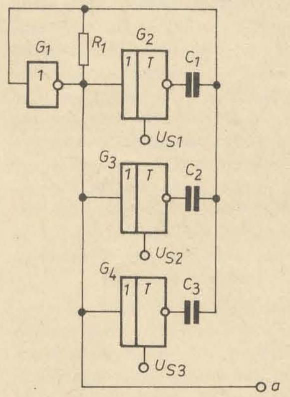


Bild 1

R_1 und einer auswählbaren Kombination von drei Rückkopplungskondensatoren C_1 bis C_3.

Bei Anlegen eines L-Signals an den Eingang U_{S1} ist das Gatter G_2 in den hochohmigen dritten Zustand geschaltet und der Kondensator C_1 damit unwirksam. Die Frequenz wird nur durch die anderen beiden Kondensatoren C_2 und C_3 bestimmt, sofern an den Steuereingängen U_{S2} und U_{S3} ein H-Signal liegt. Da jede beliebige Kodierung der Steuersignale möglich ist, ergibt sich die resultierende Frequenz annähernd aus dem reziproken Wert des Produktes der Werte des RC-Gliedes. Liegt an allen Steuereingängen L-Signal, dann hat die am Ausgang a liegende Spannung eine Frequenz f = 0 Hz. Mit acht Three-state-Schaltkreisen sind somit 256 verschiedene Frequenzen einstellbar. Ein Frequenzband mit günstiger Stufung läßt sich erreichen, wenn die Werte für die Kondensatoren an den einzelnen Invertern zu C, C/2, C/4, C/8 usw. gewählt werden.

Im zweiten Schaltungsvorschlag (Bild 2) sind zwei Inverter G_5, G_6 mit drei negierenden Three-

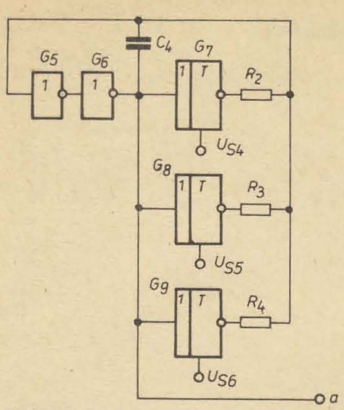


Bild 2

state-Schaltkreisen kombiniert. Das RC-Glied besteht hier aus einem Kondensator C_4 und drei kombinierbaren Rückkopplungswiderständen R_2 bis R_4. Die Frequenzauswahl erfolgt in der bekannten Weise über die kodierbaren Steuersignale an den Eingängen U_{S4} bis U_{S6}.

Monolithisch integrierte, erweiterte RGB-Matrix

DD-WP 122 613
Int. Cl.²: H 04 N 9/52
Anmelder: VEB Kombinat Mikroelektronik, VEB Halbleiterwerk Frankfurt (Oder)

Die Erfindung betrifft eine RGB-Matrix für Farbfernsehempfänger, insbesondere für SECAM-Übertragungssysteme. Der Zweck der Erfindung ist es, die Herstellung einer integrierten, erweiterten RGB-Matrix bei erhöhtem Integrationsgrad und geringem Raum- und Materialbedarf wirtschaftlich zu gestalten.

Im Halbleiterkörper ist an der ausgangsseitigen Peripherie der aus den bekannten Stufen und Farbkanälen bestehenden RGB-Matrix längs der Isothermen eine Dunkeltastschaltung, deren Ausgang auf gleicher Isotherme mit den Farbausgangsstufen liegt, integriert. Weiterhin ist an beliebiger Stelle eine temperaturunabhängige Referenzspannungsquelle integriert. Die drei Farbkanäle der RGB-Matrix verlaufen nebeneinander und stehen orthogonal zu den von den wärmeerzeugenden Farbausgangsstufen der drei Farbkanäle ausgerichtet. Die mit hochfrequenten Signalen belegten Bondinseln der monolithischen Integration sind jeweils durch eine oder mehrere benachbarte, mit Gleichspannung belegte Bondinseln entkoppelt.

Durch diese Maßnahmen wird eine nennenswerte Vereinfachung des Aufbaus als Festkörperschaltkreis erreicht, der allen Anforderungen, die sich aus den Bedingungen einer Farbfernsehschaltung ergeben, allein, d. h. ohne wesentliche zusätzliche Stabilisierungsmaßnahmen, gerecht wird. Durch diesen Aufbau sind die Bedingungen der erforderlichen Temperaturstabilität des Schaltungskonzeptes erfüllt. Das Verkoppeln der verschiedenen Signale wird hierdurch auf ein überraschend geringes Maß reduziert. Für die Integration wird eine verhältnismäßig kleine Fläche benötigt, so daß die Abmessungen der gesamten RGB-Matrix klein sind. Die Integration ist gut reproduzierbar, auch bei Großserienfertigungen, und eine hohe Betriebszuverlässigkeit der RGB-Matrix ist gegeben.

Bei erhöhter Anlaufsicherheit wird der Flächenbedarf auf dem Halbleiterkörper verringert, wenn die temperaturunabhängige Referenzspannungsquelle zwischen den Basen des Regeltransistors und des Multikollektortransistors mit einem pinchwiderstandsartigen Verbindungskanal als Anlaufwiderstand ausgerüstet ist.

Um die thermische Verkopplung der wärmeerzeugenden Ausgangsstufen der drei Farbkanäle zu vermeiden und eine Beeinflussung der Eingangsstufen der drei Farbkanäle zu verringern, ist die Y-Eingangsstufe zwischen den Eingangsstufen der drei Farbkanäle und der Dematrixstufe integriert. Sofern in der Y-Eingangsstufe auf einer Isotherme eng nebeneinander drei zu einem Multikollektortransistor zusammengeschlossene Transistoren integriert sind, wird weiterhin eine Vereinfachung des Aufbaues und damit eine Verminderung des Flächenbedarfes erreicht. Auch wird hierdurch die Leistungsaufnahme vermindert und eine zusätzliche Störungsquelle bezüglich Isothermenverteilung vermieden.

Schaltungsanordnung zur Steuerung der Verstärkung

DD-WP 140 100
Int. Cl.²: H 03 G 3/00
Inhaber: R. Altmann

Die stufenlose Steuerung der Verstärkung durch einen Parameter ist eine vielfältig auftretende Aufgabe. In der im Bild gezeigten Schaltung wird zur Lösung des Problems ein Weg beschritten, der nachfolgend kurz erläutert werden soll.

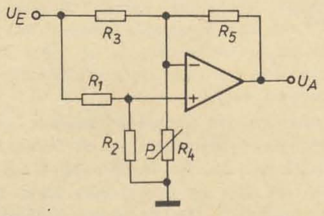
Für die Verstärkung der dargestellten Anordnung gilt unter der Voraussetzung eines idealen Operationsverstärkers

$$V = \frac{U_A}{U_E} - \frac{R_2}{R_1 + R_2}\left(1 + \frac{R_5}{R_4} - \frac{R_1 R_5}{R_2 R_3}\right)$$

Man erkennt, daß sich in Abhängigkeit vom parameterabhängigen Widerstand R_4 sowohl positive als auch negative Verstärkungswerte einstellen lassen. Für

$$R_4 = \frac{R_2 R_3 R_5}{R_1 R_5 - R_2 R_3}$$

ergibt sich $V = 0$ bzw. $U_A = 0$ unabhängig von U_E.



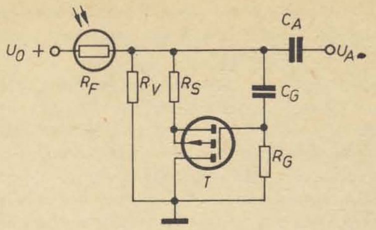
Die Erläuterung hat gezeigt, daß durch eine entsprechende Dimensionierung der Schaltung der dem Wertebereich des parameterabhängigen Widerstandes zugeordnete Verstärkungsbereich eingestellt werden kann. Als parameterabhängige Widerstände kommen Thermistoren (NTC, PTC), Fotowiderstände und ähnliches in Betracht. Als spannungsgesteuerte Widerstände sind z. B. auch MOSFETs denkbar. Es ist jedoch stets zu beachten, daß die Stromrichtung in R_4 im praktischen Betrieb eventuell wechseln kann. Neben den vielen Einsatzmöglichkeiten des vorgestellten Schaltungsprinzips sei ergänzend auf den Beitrag „MOSFET in unkonventioneller Betriebsweise" rfe 24 (1975) H. 20, S. 679, verwiesen, wo mit Hilfe einer ähnlichen Anordnung die Umschaltung der Verstärkung zwischen +1 und −1 mit digitalem Signal erläutert wird.

Schaltungsanordnung zur Anpassung des Arbeitswiderstandes an ein optoelektronisches Bauelement

DD-WP 140 170
Int. Cl.²: G 01 J 1/42
Inhaber: A. Rauschenbach

Bei der Bemessung des Arbeitswiderstandes optoelektronischer Sensoren muß stets die mittlere einfallende Lichtmenge beachtet werden, um eine günstige Anpassung an die nachfolgende Schaltung zu erreichen. Unser Bild zeigt am Beispiel einer Analysierung der Strahlungsleistung, die zur Überwachung von Feuerungsanlagen dient, einen Lösungsvorschlag.

Dem Vorwiderstand des Fotowiderstandes ist ein gesteuerter Widerstand in Form eines



MOSFETs vom p-Kanal-Anreicherungstyp parallelgeschaltet. Im Fall konstanter Beleuchtungsstärke am Fotowiderstand stellt sich ein konstanter Wert für den „Parallelwiderstand" ein. Der sich einstellende Wert ist dabei vom Teilerpotential bzw. von der Ladung auf dem Kondensator C_G abhängig und wird bei langsamen Änderungen ständig mitgeführt. Treten rasche Änderungen der Beleuchtungsstärke auf, ändert sich die Ladung auf dem Kondensator C_G nicht, und der Parallelwiderstand behält seinen Wert praktisch bei. Die Änderungen werden über C_A ausgekoppelt.

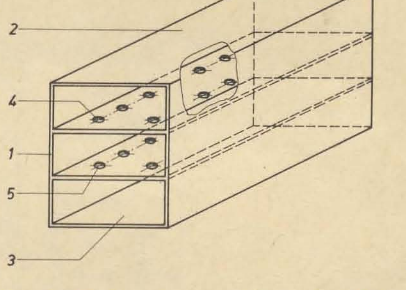
Die beschriebene Anordnung eignet sich besonders zur Auswertung rascher Änderungen der Beleuchtungsstärke des Fotowiderstandes, wobei eine automatische Anpassung an die mittlere Beleuchtungsstärke erfolgt. Derartige Anordnungen sind sehr vielfältig einsetzbar, wobei insbesondere die einfache Spannungsversorgung (Toleranzen werden ebenfalls weitgehend ausgeregelt) von Vorteil ist. Als optoelektronische Sensoren kommen neben Fotowiderständen auch Fototransistoren und ähnliche Elemente in Betracht.

Symmetrischer Hohlleiterleistungsteiler

DD-WP 136 677
Int. Cl.²: H 01 P 5/12
Anmelder: VEB Robotron-Elektronik Radeberg

Die Erfindung betrifft einen symmetrischen Hohlleiterleistungsteiler mit annähernd 3 dB Dämpfung für das Gebiet der Höchstfrequenztechnik, der sich wegen seiner Symmetrieeigenschaften besonders für Meßzwecke, z. B. zum Aufbau von Brücken- und Vergleichsschaltungen, eignet.

Das Bild zeigt einen erfindungsgemäßen symmetrischen Hohlleiterleistungsteiler in perspektivischer Darstellung. Dabei liegen die Hauptleitung 1 und die Nebenleitungen 2 und 3, die alle drei den gleichen Querschnitt aufweisen, breitseitig bündig aufeinander, wobei sich die Hauptleitung zwischen den beiden Nebenleitungen befindet.



Sowohl die Hauptleitung als auch die Nebenleitungen weisen Koppellöcher 4 und 5 auf, die sich von der Hauptleitung zu beiden Nebenleitungen an gleicher Stelle, in Ausbreitungsrichtung gesehen, befinden. Bei der erfindungsgemäßen Dimensionierung der Koppellöcher ist die Summe der Kopplungen gleich

$$\frac{\pi}{2\sqrt{\frac{1}{4d^2} + 2}}$$

Gegenüber dem Patent DD-WP 133 384 wird eine technologisch wesentlich einfachere Herstellung eines Hohlleiterleistungsteilers bei Erhöhung der Dämpfung auf etwa nur 4 dB ermöglicht.

Normalzeit- und Normalfrequenzaussendungen vom 16. 7. bis 15. 8. 1980

Herausgegeben vom ASMW – Arbeitsgebiet Zeit- und Frequenznormale

Die Mitteilungen beziehen sich auf die gemäß TGL 31 542/03 in Übereinstimmung mit der Verordnung über die Festlegung der Normalzeit in der DDR vom 30. September 1977 (GBl. I, Nr. 31, S. 346) vom Staatlichen Etalon für Zeit und Frequenz gesteuerten Aussendungen von Zeitmarken und Zeitinformationen sowie auf Normalfrequenzaussendungen.

1. Normalzeit der DDR über Zeitzeichenaussendungen des Senders DGI 182 kHz

Unsicherheit der Aussendung vom Sender:

| Normalzeit der DDR – Zeitzeichen DGI | ≦ 0,0001 s.

Bei den anderen DDR-Rundfunksendern beträgt diese Unsicherheit infolge der unterschiedlichen Laufzeiten zum Sender −0,0005 bis +0,005 s.

2. UTC(DDR) über Zeitzeichenaussendungen des Senders Y3S 4 525 kHz

Unsicherheit der Aussendung vom Sender:

| UTC(DDR – Zeitzeichen Y3S | ≦ 0,0001 s

Information über UT 1 — UTC = DUT 1 + duT 1

Zeitraum	DUT 1	dUT 1
13. 7.–25. 7.	+0,2 s	−0,02 s
26. 7.– 6. 8.	+0,2 s	−0,04 s
7. 8.– 8. 8.	+0,1 s	+0,06 s
ab 9. 8.	+0,1 s	+0,04 s

3. Aussendung von Synchronimpulsen des Fernsehens der DDR

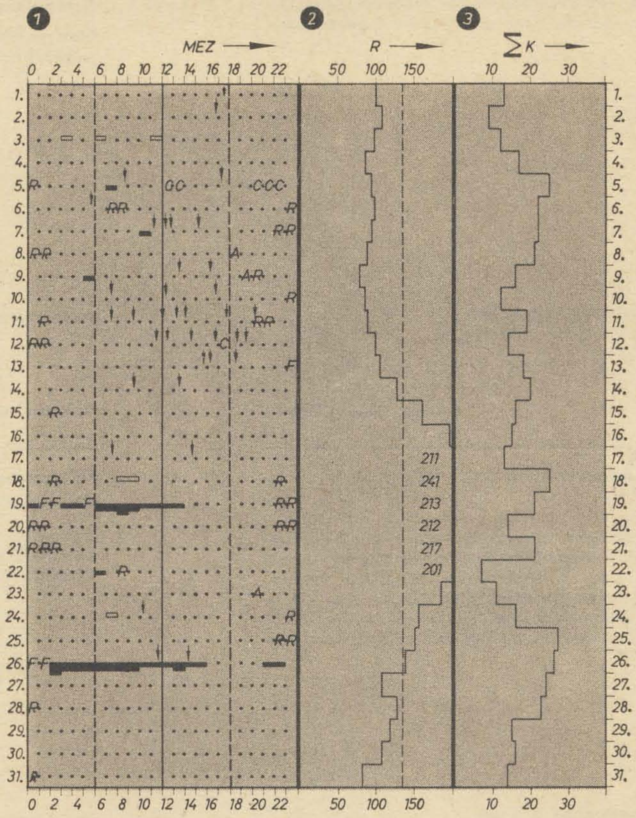
Datum	Aussendungszeit des 1. Bildimpulses nach $13^h 15^{min} 00^s$ UTC vom Fernsehturm Berlin (Kanal 5) $13^h 15^{min} 00^s$	mittl. Abweichung der Zeilenfrequenz zwischen $13^h 05^{min}$ und $13^h 15^{min}$ UTC $\Delta f/f$ in 10^{-10}
16. 7.	+0,008 352 2 s	−0,2
17. 7.	+0,008 348 6 s	0,0[1])
18. 7.	+0,008 348 5 s	0,0[1])
19. 7.	+0,006 937 3 s	nicht stabilisiert
20. 7.	+0,007 002 3 s	+0,4
21. 7.	+0,001 694 3 s	+0,2
22. 7.	+0,004 899 8 s	nicht stabilisiert
23. 7.	+0,004 681 1 s	−0,3
24. 7.	+0,004 681 1 s	−0,6
25. 7.	+0,004 681 1 s	0,0
26. 7.	+0,004 681 7 s	0,0[1])
27. 7.	+0,008 650 0 s	−0,2
28. 7.	+0,004 629 4 s	−0,3
29. 7.	+0,004 628 0 s	+0,3
30. 7.	+0,004 628 1 s	−0,4
31. 7.	+0,004 628 2 s	−0,4
1. 8.	+0,003 092 3 s	0,0
2. 8.	+0,003 061 7 s	0,0[1])
3. 8.	+0,019 091 9 s	−0,5
4. 8.	+0,003 088 8 s	+0,2
5. 8.	+0,002 880 4 s	−0,1[1])
6. 8.	+0,002 884 3 s	0,0
7. 8.	+0,002 880 6 s	0,0[1])
8. 8.	+0,002 839 7 s	−0,2
9. 8.	+0,002 840 0 s	−0,3
10. 8.	+0,002 840 0 s	−0,4
11. 8.	+0,002 836 4 s	0,0
12. 8.	+0,002 840 1 s	−0,3
13. 8.	+0,002 836 6 s	0,0[1])
14. 8.	+0,002 840 3 s	−0,1
15. 8.	+0,002 840 5 s	+0,3

[1]) Phasensprünge durch Programmumschaltung

KW-Ausbreitung

im Juli 1980 und Vorschau für Oktober 1980

Herausgegeben vom Zentralinstitut für solar-terrestrische Physik (Heinrich-Hertz-Institut) der Akademie der Wissenschaften der DDR



KW-Ausbreitung im Juli 1980

❶ relative Abweichung der F_2-Grenzfrequenzen in Juliusruh, Rüg., bezogen auf den Monatsmedianwert

$\Delta f/f$
- □ +41 % und darüber
- □ +31 ··· +40 %
- ▭ +21 ··· +30 %
- – +20 ··· −20 %
- ▬ −21 ··· −30 %
- ▬ −31 ··· −40 %
- ■ −41 % und weniger
- ↓ Mögel-Dellinger-Effekt

Keine Messung wegen:

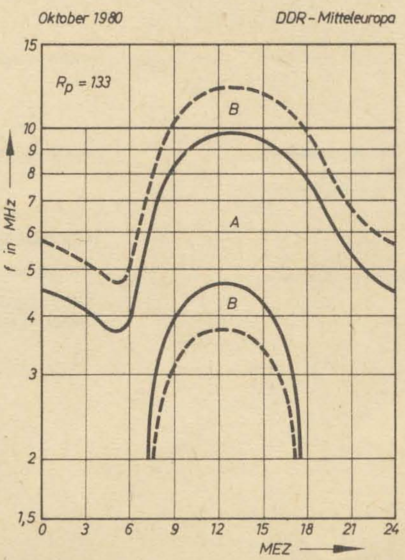
A = Abdeckung durch sporadische E-Schicht
C = Gerätestörung
F = Streureflexionen (Spread F)
G = zu geringer Ionisationsdichte der F_2-Schicht
R = starker selektiver Dämpfung
S = atmosphärischer Störungen

❷ gemessene tägliche Züricher Sonnenfleckenrelativzahlen (R) und der Monatsmittel R_M (gestrichelt)

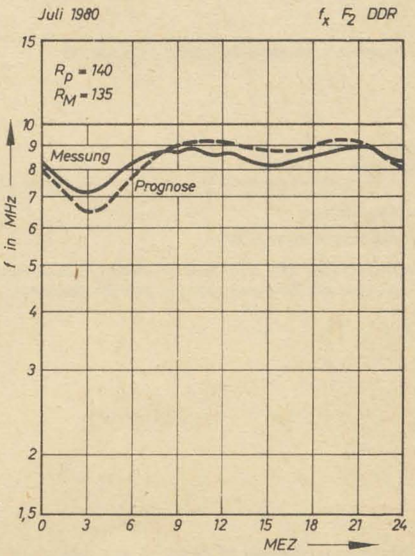
❸ Tagessumme der erdmagnetischen Kennziffern (ΣK) des Adolf-Schmidt-Observatoriums Niemegk des Zentralinstituts für Physik der Erde der AdW der DDR

Die Frequenzberatung wurde von der Deutschen Post, Rundfunk- und Fernsehtechnisches Zentralamt, Sektor L-F, 1199 Berlin-Adlershof, auf der Grundlage der Prognose des Monatsmittels der Sonnenfleckenrelativzahl R_p (herausgegeben von der Eidgenössischen Sternwarte in Zürich), berechnet

Frequenzberatung



Gegenüberstellung Prognose/Messung



Vorschau für Oktober 1980
Sendeleistung: 100 W Mindestfeldstärke: 10 µV/m Entfernung: 0...600 km
A = sicherer Verkehr B = Verkehr mit gelegentlichen Ausfällen

Elektronische Funktionsgruppen
analog/digital

Astabile Kippschaltung mit umschaltbarer Frequenz

Dieser Beitrag zeigt mehrere Varianten von in der Frequenz umschaltbaren astabilen Kippschaltungen mit ihren spezifischen Eigenschaften und Vorteilen.

radio fernsehen elektronik 29 (1980) H. 9, S. 596

Kraftfahrzeugelektronik

Anzeige der Bordspannungsabweichung von Kraftfahrzeugen

Horst Wagenmann

Im folgenden Beitrag werden Schaltungsanordnungen für 12-V- bzw. 6-V-Spannung beschrieben, mit denen über Lumineszenzdioden Abweichungen der Bordspannung eines Kraftfahrzeuges angezeigt werden. Diese Anzeige ist von besonderer Bedeutung, da Unter- bzw. Überspannungen auf ein fehlerhaftes Verhalten des Reglers, der Lichtmaschine oder des Akkumulators bereits im Anfangsstadium hinweisen.

radio fernsehen elektronik 29 (1980) H. 9, S. 598

Grundlagen und prinzipielle Verfahren — Elektronische Meßtechnik analog

Bestimmung des Wellenwiderstandes von HF-Leitungen

Dipl.-Ing. Karlheinz Rieche

Es wird ein Verfahren zur schnellen und für die Praxis ausreichend genauen Ermittlung des Wellenwiderstandes von HF-Leitungen angegeben. Dem Verfahren liegt die Messung des Betrages des Eingangsreflexionsfaktors einer Leitungsprobe mit Hilfe einer direktanzeigenden Reflexionsmeßeinrichtung zugrunde.

radio fernsehen elektronik 29 (1980) H. 9, S. 599

Kritische Bemerkungen — Rundfunktechnik Ein-Kanal

Wir lernten kennen
AM-FM-Autoempfänger A 200

Empfangseigenschaften und Bedienkomfort dieses Autosupers aus dem VEB Elektrotechnik Eisenach werden kritisch bewertet.

radio fernsehen elektronik 29 (1980) H. 9, S. 600

Elektroakustische Baugruppen und Geräte — Speichertechnik Magnetische Verfahren

HiFi-Stereokassettengerät SK 900

Bernd Bauer und Klaus Brehm

Das erste in der DDR produzierte HiFi-Stereokassettengerät wird ausführlich beschrieben. Der Beitrag enthält den Gesamtstromlaufplan.

radio fernsehen elektronik 29 (1980) H. 10, S. 615

Kritische Bemerkungen — Fernsehtechnik Farbe

Wir lernten kennen
Chromalux 2063 mit Ultraschallfernbedienung

Der erste mit einer Ultraschallfernbedienung ausgestattete Farbfernsehempfänger aus dem VEB Fernsehgerätewerke Staßfurt wird hinsichtlich seiner Gebrauchseigenschaften beurteilt.

radio fernsehen elektronik 29 (1980) H. 10, S. 626

Bauelemente und -gruppen Applikation — Bauelemente und -gruppen Integrierte Schaltungen analog

Einphasige Ansteuergeräte für netzgelöschte Stromrichter mit U 706 D

Dr.-Ing. Günter Graichen, Dipl.-Ing. Peter Graßhoff und Dipl.-Ing. Dieter Niksch

Einphasige Ansteuergeräte finden besonders in der Konsumgüterelektronik eine immer größere Verbreitung. Besonders günstig lassen sich derartige Schaltungen mit der IS U 706 D aufbauen. In diesem Beitrag werden einige Beispiele dafür vorgestellt.

radio fernsehen elektronik 29 (1980) H. 10, S. 627

Auslandstechnik — Bauelemente und -gruppen Integrierte Schaltungen digital

Uhrenschaltkreis CM 202

C. Bogoev, A. Tonkov und G. Savov

Die bulgarische Uhren-IS CM 202 wurde verbessert. In diesem Beitrag werden ihre Funktion und ihre Anwendung beschrieben.

radio fernsehen elektronik 29 (1980) H. 10, S. 631

Kritische Bemerkungen — Verstärkertechnik

Diskussion

Leistungsendstufen mit Operationsverstärkern

Gert Skribanowitz

Zu dem im Heft 1 (1980) veröffentlichten Beitrag werden einige prinzipielle Mängel aufgezeigt und Schaltungsverbesserungen vorgeschlagen.

radio fernsehen elektronik 29 (1980) H. 10, S. 634

Grundlagen und prinzipielle Verfahren
Signale/Systeme

Berechnung der Y-Kennwerte linearer Verstärkerschaltungen

Dipl.-Ing. Heinz Lingenfelder

In diesem Beitrag werden Rechenvorschriften zusammengestellt, die es gestatten, die Y-Kennwerte von linearen Verstärkerschaltungen zu ermitteln. Der Vorteil der Rechenmethode besteht darin, daß auch Fälle berechnet werden können, bei denen die Vierpoltheorie nicht anwendbar ist. In Beispielen werden die Y-Kennwerte von einfachen und komplizierten gegengekoppelten Verstärkern und von der Kettenschaltung zweier Verstärkerstufen ermittelt.

radio fernsehen elektronik 29 (1980) H. 10, S. 655

Elektroakustik
Raumakustik und deren Nachbildung

Zum Wiederaufbau der Semper-Oper

Prof. em. Dr.-Ing. Walter Reichardt

Die gegenwärtig im Wiederaufbau befindliche weltberühmte Semper-Oper in Dresden wird die gleichen hervorragenden akustischen Eigenschaften wie das im Kriege zerstörte historische Opernhaus haben. In diesem Beitrag wird über die Bedeutung der elektroakustischen Modellmessungen, die die akustischen Verhältnisse projektierbar machen, berichtet.

radio fernsehen elektronik 29 (1980) H. 10, S. 641

Bauelemente und -gruppen
Optoelektronische Bauelemente

Der Fotowiderstand – Theorie, Kennwerte, Anwendung

Dr.-Ing. G. Graichen und Dr. rer. nat. H. Graichen

Es werden wesentliche theoretische Grundlagen, wichtige Kennwerte, typische Anwendungsmöglichkeiten von Fotowiderständen und Probleme bei der Dimensionierung von Schaltungen mit Fotowiderständen dargelegt.

radio fernsehen elektronik 29 (1980) H. 10, S. 658

Fernsehtechnik
Farbe

Elektronische Meßtechnik
analog/digital

Elektronisches Gerätesystem zur quantitativen Bildanalyse

Dr. K. Freyer, Dr. H.-Ch. Treutler, Dipl.-Phys. W. Birkholz, Dipl.-Phys. D. Stams, Dipl.-Ing. H. Friedrich, Dipl.-Ing. H. Koepernick, Dr. W. Uhlmann und Dr. O. Schlimpert

Mit dem Gerätesystem Densitron ist es möglich, auf fernsehtechnischem Wege Bilder quantitativ auszuwerten. In diesem zweiteiligen Beitrag werden der Aufbau dieses Gerätesystems sowie ein Zusatzgerät zur Bilddatenerfassung für die Weiterverarbeitung der Daten im Rechner vorgestellt.

radio fernsehen elektronik 29 (1980) H. 9, S. 551; H. 10, S. 644

Mikrorechentechnik
Peripheriegeräte

Datentechnik
Dateneingabe

Einfacher Lochbandleser für Mikroprozessorsysteme

Rainer Sandau, Ilja Wettengel und Hans-Joachim Kallies

In diesem Beitrag werden Hard- und Software eines Lochbandlesers vorgestellt, dessen Masse, Volumen, Preis und Spannungsbedarf den Verhältnissen von Mikroprozessorsystemen angepaßt sind. Der Transport des Lochbandes erfolgt manuell, die Einlesegeschwindigkeit beträgt 0 bis 20 000 Zeichen/s.

radio fernsehen elektronik 29 (1980) H. 10, S. 661

Fernsehtechnik
Schwarzweiß

Datentechnik
Dateneingabe, -ausgabe
digital

Adreßwortbildung für fernsehkompatibles Datensichtgerät

Dr.-Ing. Klaus Wachler und Dipl.-Ing. Ulrich Buhss

In einem früheren Beitrag wurde ein unter Verwendung eines TV-Empfängers entwickeltes Datensichtgerät vorgestellt. Die Datenstruktur dieses Datensichtgerätes erfordert u. a. parallel zur Angabe des Zeichenkodes die Bereitstellung eines 10 bit langen Adreßwortes für die Kennzeichnung der 1 024 möglichen Positionen auf dem Bildschirm. Dieser Beitrag beschäftigt sich mit der Hardware-Realisierung der bei einer Markensteuerung und der Funktion „Bild löschen" notwendigen Adreßwortbildung.

radio fernsehen elektronik 29 (1980) H. 10, S. 647

Datentechnik
Datenverarbeitung

Mustererkennung durch zeichenspezifische Klassifizierungsoperationen

Dipl.-Ing. Dieter Schneider

In diesem Beitrag wird ein neues Verfahren zur maschinellen Zeichenerkennung vorgestellt. Es zeichnet sich durch eine hohe Erkennungssicherheit bei einem relativ unkomplizierten Aufbau aus.

radio fernsehen elektronik 29 (1980) H. 10, S. 664

STROMVERSORGUNG FÜR
LABOR UND
PRÜFFELD

N. Grimm

Wechselspannungsregler
Gleichspannungsregler
Stereokompaktlautsprecher

HEIM - ELECTRIC
EXPORT - IMPORT
VOLKSEIGENER AUSSENHANDELSBETRIEB
DER DEUTSCHEN DEMOKRATISCHEN REPUBLIK
DDR · 1026 BERLIN · ALEXANDERPLATZ
HAUS DER ELEKTROINDUSTRIE

RFT

veb statron
DDR · 124 Fürstenwalde Ehrenfried · Jopp · Straße 59
Telefon 6051 Telex 168641